



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

PROYECTO FIN DE CARRERA

ESTRUCTURA EBG PARA DISMINUCIÓN DE LA RADIACIÓN TRASERA EN PARCHES

Autor: **Elena Asensio Seco**

Tutor: **Luis de Inclán Sánchez**

Leganés, Marzo de 2012

Título: Estructura EBG para disminución de la radiación trasera en parches

Autor: Elena Asensio Seco

Director: Luis de Inclán Sánchez

EL TRIBUNAL

Presidente: Eva Rajo Iglesias

Vocal: Julio Villena Román

Secretario: Sara Pino Povedano

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día 13 de Marzo de 2012 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

*A mis padres, José Luis y Sara, por
darnos más de lo que podían, para
que, tanto mis hermanos como yo
llegáramos a ser lo que somos hoy,
y por supuesto, por su apoyo
incondicional.*

*A mi hermana María, y especialmente
a mi hermano Jose, por creer siempre
en su hermana pequeña.*

Resumen

Este Proyecto Fin de Carrera nace por las necesidades de la sociedad actual, en la que cada vez es más habitual la aparición de dispositivos cuya cercanía con el cuerpo humano es más significativa. Esta proximidad provoca que la disminución de la radiación emitida hacia la persona que lo porta sea de vital importancia, y es por esto, por lo que en este estudio se presentará una solución para poder mitigar en la medida de lo posible la radiación trasera.

Se estudia el comportamiento de una estructura periódica de forma aislada e integrada con un parche para evaluar el efecto que produce sobre este último. La banda de frecuencia elegida es la ISM (2.4 a 2.5 GHz) en la que se encuentran las comunicaciones WLAN y WPAN. El diseño se realizará en fibra de vidrio y se ampliará el estudio a las antenas textiles. Este tipo de antenas tiene como característica que están realizadas con materiales textiles y, de esta forma, pueden ir adheridas a la ropa formando parte de la vestimenta

Se realiza el modelado de la estructura EBG en dos versiones diferentes, mediante vías y paredes metálicas, y en los dos sustratos especificados. Se optimiza ésta para que trabaje en la frecuencia adecuada mediante diferentes estrategias. En una de ellas se hallan los diagramas de dispersión, para lo que se ha de suponer una estructura infinita, mientras que el otro método realiza simulaciones de onda completa, simulando la transmisión en dos configuraciones, con línea microstrip suspendida y sin línea.

Por otro lado, se diseña el parche a la misma frecuencia y en los dos sustratos elegidos, y una vez optimizada, se procede a combinar ambas estructuras. Tras la integración de la EBG se estudia de qué forma modifica el comportamiento de la antena, para ello se analiza el parámetro de reflexión, la ganancia, y mediante sondas de campo se cuantifica si se reduce la propagación de ondas de superficie.

Gracias a las simulaciones realizadas se ha comprobado como la estructura periódica ayuda a reducir la radiación trasera y a aumentar la ganancia respecto del caso en el que únicamente se disponía del parche.

Finalmente, para confirmar el funcionamiento real del diseño, se ha construido un prototipo de antena sobre fibra de vidrio que incorpora una de las configuraciones estudiadas. Comparando los resultados experimentales y los simulados se ha comprobado como el funcionamiento es bastante similar en adaptación.

Palabras clave: Antenas de Parche, Estructura de Banda Prohibida Electromagnética (EBG), Bandgap, Antenas Textiles, Radiación Trasera.

Abstract

Nowadays it is usual to find devices which are really close to our body. This proximity makes that the radiation delivered to people who carry them must be take care into account and it should be minimize. The purpose of this work is to find a way to reduce back radiation.

Lately, new researches have been risen due to steps forward in technology, for example, textile antennas. This kind of antennas is characterized by its materials which are textile and allow them to integrate into clothes.

This work analyzes a structure to reduce back radiation. Because of the importance of textile antennas there is a study about them describing possible applications and common and commercialized materials. As it was said before, devices close to our body are more common, therefore, this work not just deals with a solution for textile antennas, but it is also presented a solution for other materials, in this case, FR.

The design consists of a patch and an electromagnetic bandgap structure (EBG) that reduces back radiation. ISM is the frequency band used (2.4 – 2.5 GHz).

Two types of EBG's are studied, one with shorting pins and the other one with metallic walls. Besides, designs are simulated with different permittivities (FR and textile). EBG's are modified with different procedures to obtain the best response in the designated frequency. On the other hand, patch is designed to work at the same frequency and permittivities. Patch and EBG are integrated together to check if back radiation is reduced.

Finally, a prototype is constructed and measured to verify the real behaviour.

Keywords: Patch Antennas, Electromagnetic Bandgap Structures (EBG), Bandgap, Textile Antennas, Back Radiation.

Índice general

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Introducción y planteamiento del problema.....	2
1.2 Objetivos	3
1.3 Medios empleados.....	3
1.4 Estructura de la memoria.....	3
1.5 Antenas.....	4
1.5.1 Tipos de antenas	5
1.5.2 Antenas de parche	6
1.5.3 Parches elementales	10
1.5.4 Parámetros característicos	16
1.6 Antenas textiles	18
1.6.1 Aplicaciones	19
1.6.2 Materiales	20
2. ANÁLISIS DE LA ESTRUCTURA PERIÓDICA	24
2.1 Ondas de superficie	25
2.2 Electromagnetic Band Gap (EBG).....	27
2.3 Antenas de parche con estructuras EBG	29
2.4 Diseño de la estructura EBG	32
2.4.1 Modelo de estructura EBG seleccionado	32
2.4.2 Diagramas de dispersión	34
2.4.3 Obtención de parámetros s_{21}	38
3. INTEGRACIÓN DEL PARCHES Y LA ESTRUCTURA EBG	52
3.1 Diseño del parche	53
3.2 Parche con EBG	55
3.3 Estudio del diseño preliminar.....	56
3.4 Elección del diseño final	65
4. PROTOTIPOS.....	73
4.1 Caracterización estructura EBG	74
4.2 Resultados experimentales del diseño final	78

5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	81
5.1 Conclusiones	82
5.2 Líneas futuras	84
6. PRESUPUESTO	86
7. REFERENCIAS.....	88

Índice de figuras

Figura 1.1. Antenas de hilo: dipolo, circular o cuadrada y antena de hélice.....	5
Figura 1.2. Antenas de apertura: bocina cónica, guía de onda y bocina piramidal.....	5
Figura 1.3. Modelo de antena microstrip	6
Figura 1.4. Línea microstrip conectada directamente y línea microstrip con inserciones ..	8
Figura 1.5. Conector coaxial	8
Figura 1.6. Acoplamiento por ranura	9
Figura 1.7. Acoplamiento por proximidad	10
Figura 1.8. Longitudes eléctricas y físicas de un parche.....	12
Figura 1.9. Circuito equivalente	13
Figura 1.10. Corrientes sobre el conductor	13
Figura 1.11. Paredes magnéticas y eléctricas	14
Figura 1.12. Obtención de polarización circular en un parche rectangular.....	18
Figura 1.13. Representación del tejido inteligente Nora.....	22
Figura 2.1. Recorrido interno de las ondas de superficie	25
Figura 2.2. Antena de parche rodeada con una estructura EBG de tipo ‘mushroom’	29
Figura 2.3. Antena de parche con escalón.....	30
Figura 2.4. Pérdidas de retorno en 4 estructuras de parche.....	31
Figura 2.5. Parche con estructura EBG y polarización circular	31
Figura 2.6. Estructura EBG con vías: vista frontal y vista trasera	33
Figura 2.7. Estructura EBG con paredes: vista frontal y vista de las paredes metálicas ..	33
Figura 2.8. Estructura periódica, diagrama de dispersión y zona de Brillouin	34
Figura 2.9. Zona irreducible de Brillouin para vías en el borde	35
Figura 2.10. Diagramas de dispersión en las cuatro direcciones de la zona irreducible de Brillouin	36
Figura 2.11. Diagrama de dispersión para EBG con vías y sustrato 1	37
Figura 2.12. Diagrama de dispersión para EBG con vías y sustrato 2.....	37
Figura 2.13. Diagrama de dispersión para EBG con paredes metálicas y sustrato 1	38
Figura 2.14. Diseño de EBG con vías junto con línea microstrip suspendida: vista frontal y lateral con puertos	39

Figura 2.15. Diseño de EBG con paredes metálicas junto con línea microstrip suspendida: vista frontal y lateral con puertos	40
Figura 2.16. Resultados de la simulación de la EBG con vías, sustrato 1, tamaño inicial y línea	40
Figura 2.17. Resultados de la simulación modificando las dimensiones de los elementos de la EBG con vías, sustrato 1 y línea.....	41
Figura 2.18. Resultados de la simulación con ancho del elemento fijo para EBG con vías, sustrato 1 y línea.....	42
Figura 2.19. Mejor resultado para la EBG con vía, sustrato 1 y línea	42
Figura 2.20. Resultados de la simulación de la EBG con vías, sustrato 2, tamaño inicial y línea	43
Figura 2.21. Mejor resultado para la EBG con vías, sustrato 2 y línea.....	43
Figura 2.22. Mejor resultado para la EBG con paredes metálicas, sustrato 1 y línea.....	44
Figura 2.23. Mejor resultado para la EBG con paredes metálicas, sustrato 2 y línea.....	44
Figura 2.24. Simulación del parámetro s_{21} directo: modelo con vías y modelo con paredes metálicas	45
Figura 2.25. Simulación con diferentes alturas de puerto	46
Figura 2.26. Resultados de la simulación de la EBG con vías, sustrato 1, tamaño inicial y sin línea	46
Figura 2.27. Resultados de la simulación de la EBG con vías, sustrato 1 y sin línea.....	47
Figura 2.28. Mejor resultado para la EBG con vías, sustrato 1 y sin línea	47
Figura 2.29. Mejor resultado para la EBG con vías, sustrato 2 y sin línea	48
Figura 2.30. Resultados de la simulación de la EBG con paredes metálicas, sustrato 1 y sin línea	48
Figura 2.31. Mejor resultado para la EBG con paredes metálicas, sustrato 1 y sin línea.....	49
Figura 2.32. Resultados de la simulación de la EBG con paredes metálicas, sustrato 2 y sin línea	49
Figura 2.33. Mejor resultado para la EBG con paredes metálicas, sustrato 2 y sin línea.....	50
Figura 3.1. Diseño del parche con sonda sonda coaxial	53
Figura 3.2. Parámetro de reflexión del parche alimentado con sonda coaxial y sustrato con $\epsilon_r=1.38$	54
Figura 3.3. Diagramas de radiación en plano E y plano H del parche alimentado con sonda coaxial y sustrato $\epsilon_r=1.38$	54
Figura 3.4. Configuración de los cuatro diseños desarrollados	56
Figura 3.5. Parámetro de reflexión para las cuatro configuraciones con $\epsilon_r=1.38$	57
Figura 3.6. Campo eléctrico en los modelos desarrollados con $\epsilon_r=1.38$	58
Figura 3.7. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Z y situada en plano E con $\epsilon_r=1.38$ y $z=0.55$ m.....	59
Figura 3.8. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en X y situada en la diagonal con $\epsilon_r=1.38$ y $z=0.55$ mm	59
Figura 3.9. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Y y situada en plano H con $\epsilon_r=1.38$ y $z=0.55$ mm.....	60
Figura 3.10. Campo eléctrico con sondas a diferentes distancias para la EBG de 1 hilera con $\epsilon_r=1.38$	61
Figura 3.11. Campo eléctrico con sondas a diferentes distancias para la EBG de 2 hileras con $\epsilon_r=1.38$	61
Figura 3.12. Campo eléctrico con sondas a diferentes distancias para la EBG de 3 hileras con $\epsilon_r=1.38$	61
Figura 3.13. Comparación del campo eléctrico con diferentes distancias entre el parche y la EBG con $\epsilon_r=1.38$	62

Figura 3.14. Curva de ganancia para los modelos desarrollados con $\epsilon_r=1.38$	63
Figura 3.15. Diagramas en polares para comprobar la reducción de la radiación trasera con $\epsilon_r=1.38$	64
Figura 3.16. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Z y situada en plano E con $\epsilon_r=4.5$ y $z=0.55$ mm	65
Figura 3.17. Parámetro de reflexión para las cuatro configuraciones con $\epsilon_r=4.5$	66
Figura 3.18. Campo eléctrico en los modelos desarrollados con $\epsilon_r=4.5$	67
Figura 3.19. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Y y situada en plano E con $\epsilon_r=4.5$ y $z=0.55$ mm	68
Figura 3.20. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en X y situada en la diagonal con $\epsilon_r=4.5$ y $z=0.55$ mm	68
Figura 3.21. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Z y situada en plano H con $\epsilon_r=4.5$ y $z=0.55$ mm	69
Figura 3.22. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Y y situada en plano E con $\epsilon_r=4.5$ y $z=3$ mm	69
Figura 3.23. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en X y situada en la diagonal con $\epsilon_r=4.5$ y $z=3$ mm	70
Figura 3.24. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Z y situada en plano H con $\epsilon_r=4.5$ y $z=3$ mm	70
Figura 3.25. Curva de ganancia para los modelos desarrollados con $\epsilon_r=4.5$	71
Figura 4.1. Diagrama de dispersión de la estructura EBG disponible en el laboratorio con vías en el centro.....	74
Figura 4.2. Diagrama de dispersión de la estructura EBG disponible en el laboratorio con vías en el borde.....	75
Figura 4.3. Prototipos de la estructura EBG disponible en el laboratorio.....	76
Figura 4.4 Parámetro s_{21} experimental de la estructura EBG disponible en el laboratorio con vías en el centro	76
Figura 4.5. Parámetro s_{21} experimental de la estructura EBG disponible en el laboratorio con vías en el borde	77
Figura 4.6. Prototipo del parche y la EBG de dos hileras con $\epsilon_r=4.5$	78
Figura 4.7. Banda prohibida del prototipo hallada con el parámetro s_{21} y línea microstrip	79
Figura 4.8. Banda prohibida del prototipo hallada con el parámetro s_{21} y sin línea microstrip	79
Figura 4.9. Diagrama de dispersión del prototipo	80
Figura 4.10. Comparación de los resultados de adaptación obtenidos en simulación y medidos experimentalmente.....	80

Índice de tablas

Tabla 2.1. Dimensiones iniciales de los elementos de la EBG	32
Tabla 2.2. Direcciones de la zona irreducible de Brillouin	35
Tabla 2.3. Valores de la línea suspendida	39
Tabla 2.4. Bandas prohibidas obtenidas con vías y paredes metálicas utilizando los parámetros S	45
Tabla 2.5. Resumen de los resultados obtenidos tras el análisis de las estructuras EBG	50
Tabla 3.1. Dimensiones del parche con sonda coaxial para $f=2.45\text{GHz}$	53
Tabla 3.2. Dimensiones utilizadas para los diseños desarrollados.....	55
Tabla 3.3. Resultados del parámetro Front/Back con $\epsilon_r=1.38$	64
Tabla 3.4. Resultados del parámetro Front/Back con $\epsilon_r=4.5$	71
Tabla 4.1. Dimensiones estructuras EBG disponibles en el laboratorio	74

Capítulo 1

Introducción

En este primer capítulo se describe el planteamiento del problema, la necesidad por la que surge este proyecto. Se presentan los objetivos marcados a los que se dará solución a lo largo de todo el trabajo, así como las herramientas que se utilizarán para lograrlos. Se incluye una pequeña descripción del contenido que se puede encontrar en cada capítulo. Además, se exponen los principios básicos del funcionamiento de las antenas tipo parche, así como un estudio acerca de las antenas textiles explicando qué son, sus aplicaciones y materiales más utilizados y comercializados.

1.1 Introducción y planteamiento del problema

En la época en la que vivimos se ha vuelto imprescindible el uso de aparatos que nos proporcionen información y comunicación de una forma rápida, segura, y que además prescindan de cableado, surgiendo así los sistemas de comunicaciones inalámbricas, en los que las antenas juegan un papel muy importante.

Gracias al avance producido en los últimos años se ha logrado miniaturizar el tamaño de éstas de una forma considerable, como puede ser en el área de la telefonía móvil, donde cada vez es más frecuente encontrarnos con dispositivos móviles de reducidas dimensiones, o en los sistemas GPS donde el uso de antenas de tipo parche es notable.

Debido al crecimiento de todos estos tipos de dispositivos, entre otros muchos, que se manejan diariamente y tienen un contacto directo con las personas, es determinante hallar una solución para minimizar posibles radiaciones hacia las personas. También es interesante su reducción en dispositivos integrados con otros para evitar interferencias no deseadas.

La tecnología microstrip nos proporciona ciertas ventajas como son: un tamaño pequeño, ligereza, facilidad a la hora de fabricar e integrar dentro de circuitos, un coste bajo, etc. Estas características las hacen idóneas para la fabricación en aparatos cuyas características sean reducidas y no se precise de gran presupuesto.

Dentro de la tecnología microstrip nos podemos encontrar principalmente con dos tipos de ondas que se propagan:

- *Las ondas espaciales.*- siendo éstas las que se propagan por espacio libre, perdiendo magnitud y atenuándose con la distancia.
- *Las ondas de superficie.*- estas ondas están confinadas principalmente en el dieléctrico. Van viajando a lo largo del dieléctrico provocando múltiples reflexiones al encontrarse con el plano de masa. Al llegar a los límites de la antena la onda se difractará y se transmitirá al aire, lo que genera una degradación del diagrama de radiación.

La mayor contribución al aumento de la radiación trasera viene dado por estas últimas ondas, las de superficie. Es por ello, que se debe utilizar algún tipo de método para atenuar su efecto. Las estructuras de Banda Prohibida Electromagnética (EBG) nos proporcionan solución a este problema, ya que son unas estructuras artificiales que permiten eliminar la propagación de las ondas en una banda de frecuencias determinada.

Haciendo uso de la tecnología microstrip y de las estructuras EBG se pretende obtener un modelo que permita la transmisión y recepción sin que esto pueda perjudicar a quien pueda estar cercano al dispositivo que incluya la estructura completa.

En los últimos años ha surgido una nueva línea de investigación en cuanto a antenas, las antenas textiles. En un principio nacieron dentro del área militar, pero se ha extendido su uso a otro tipo de áreas como son la sanitaria, seguridad, automovilística...

La proximidad existente entre una antena textil y la persona que la porta es evidente, es por ello, que dentro de este estudio también se hace un análisis de una estructura en este tipo de materiales para comprobar su funcionamiento. Se realiza un estudio tanto con un sustrato en fibra de vidrio como con uno textil.

1.2 Objetivos

Los objetivos que se marcaron para este estudio fueron tres:

1. Diseño de una antena a una frecuencia de 2.45 GHz. El tipo de antena será un parche.
2. Reducción de la posible radiación trasera que emita la antena diseñada. Para ello se diseñara una estructura que sea capaz de eliminar este efecto.
3. Optimización del diseño completo para obtener la mejor respuesta posible a la frecuencia que se determinó para este estudio.

1.3 Medios empleados

Para el desarrollo teórico del modelo se ha hecho uso del software CST STUDIO 2010. Este software está destinado a la simulación electromagnética de onda completa y admite el análisis en 1D, 2D y 3D. Permite de forma precisa el análisis de dispositivos de alta frecuencia, tales como antenas, filtros, acopladores, estructuras planas, etc. Con él se han podido modelar todas las estructuras utilizadas y ver los resultados que se podrían esperar de ellas.

Para comprobar el funcionamiento real de los modelos se realizaron diversas medidas sobre los prototipos construidos, para ello se utilizó el Analizador Vectorial de Redes disponible en el Laboratorio de Radiofrecuencia.

1.4 Estructura de la memoria

La memoria está estructurada en cinco capítulos en los que se detalla la información necesaria para poder comprender el presente trabajo, así como los pasos seguidos para la consecución de los objetivos marcados. Además se incluye un presupuesto en el que se especifica el costo completo.

La información contenida en cada uno de los capítulos es la siguiente:

- Capítulo 1.- Se detalla información básica acerca de antenas y más concretamente de antenas tipo parche, siendo éste el elemento elegido para el desarrollo del estudio. También se exponen las características básicas de las antenas textiles, así como un estudio de los materiales más utilizados para su implementación.
- Capítulo 2. - Se explican las causas del aumento de la radiación trasera y cómo se puede reducir mediante las “Electromagnetic Band Gap” (EBG). Además, se expone el estudio realizado sobre las estructuras EBG y la elección del diseño más adecuado a la vista de los resultados obtenidos.
- Capítulo 3. - Se muestra el diseño del parche que se utiliza y los resultados obtenidos de la estructura completa (parche con EBG).
- Capítulo 4.- Se exponen los resultados obtenidos en la medida de los prototipos implementados.
- Capítulo 5. - Versa sobre las conclusiones obtenidas tras la realización completa del trabajo. También se detallan las posibles líneas futuras que se podrían seguir.

1.5 Antenas

La aparición de las comunicaciones electrónicas se dio en 1844 gracias a la utilización del código Morse con el primer telégrafo, y de este modo también aparecieron las comunicaciones de tipo digital. Con la invención del teléfono por Alexander Graham Bell en 1876, las comunicaciones electrónicas comenzaron un largo periodo de comunicaciones analógicas antes de que las de tipo digital regresaran.

Los fundamentos físicos y matemáticos de las ondas electromagnéticas fueron presentados por Maxwell en 1864 y actualmente nos referimos a ellos como las ecuaciones de Maxwell. La telegrafía inalámbrica (radio) surgió a raíz de la aparición de los sistemas de antenas y radio en 1887 atribuidos a Heinrich Hertz, y en 1897 por la contribución de Guglielmo Marconi. En 1901 Marconi logró la primera transmisión radio transatlántica. Durante la primera parte del siglo XX se producen grandes avances en la electrónica que permiten sistemas radio mucho más sofisticados. La culminación de todos ellos se produce durante la Segunda Guerra Mundial con el desarrollo de dispositivos de microondas, permitiendo así los sistemas radar, por ejemplo. En los años 80 se produce un despliegue masivo de comunicaciones radio lo que provoca una reinención de las comunicaciones wireless prácticamente un siglo después de los primeros desarrollos.

1.5.1 Tipos de antenas

Una antena es un dispositivo, normalmente de tipo metálico, el cual transmite o recibe ondas radio. En otras palabras, una antena es una estructura intermedia entre el espacio libre y un dispositivo guía o línea de transmisión. La línea de transmisión se encarga de transportar la energía electromagnética desde la fuente transmisora hasta la antena, o desde la antena hasta el receptor.

Existen diversos tipos de antenas, entre los que podemos encontrar, por ejemplo:

- Antenas de Hilo.- están relacionadas con el sector automovilístico, edificios, navegación aérea, naval, etc. Están construidas con hilos conductores que soportan corrientes que dan origen a los campos radiados. Dentro de este grupo nos encontramos con los dipolos o lazos.

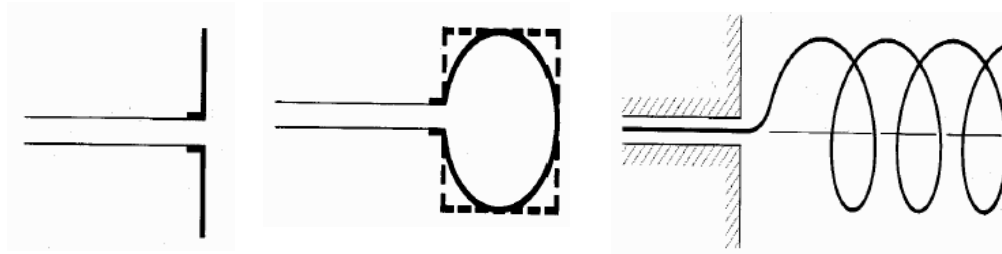


Figura 1.1. Antenas de hilo: dipolo, circular o cuadrada y antena de hélice [1]

- Antenas de Apertura.- están relacionadas con aplicaciones aéreas o espaciales. En estas antenas la onda radiada se consigue a partir de una distribución de campo soportada por la antena y se suelen excitar por guías de onda. Dentro de este grupo nos encontramos las bocinas.

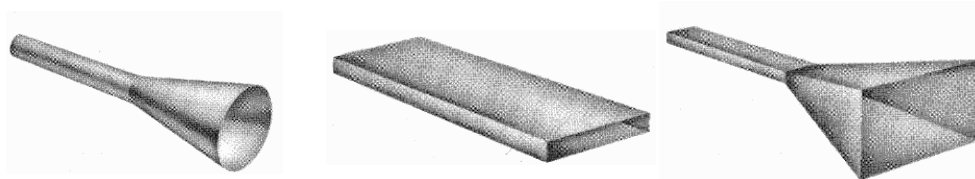


Figura 1.2. Antenas de apertura: bocina cónica, guía de onda y bocina piramidal [1]

- Array de Antenas.- nacen por la necesidad de conseguir características que no son alcanzables con un único elemento, pero que en cambio, mediante la unión de varios, con una disposición adecuada tanto eléctrica como geométrica, se alcanzan las características de radiación deseadas.

- Antenas microstrip.- este tipo de antenas está conformado por un parche metálico sobre un sustrato de masa. El parche metálico puede tener diferentes configuraciones, aunque los de tipo circular y rectangular son los más habituales gracias a sus características de radiación y especialmente a un bajo nivel de polarización cruzada.

1.5.2 Antenas de parche

Dentro de los diferentes grupos que hemos nombrado anteriormente, en este trabajo nos vamos a centrar en la antena de tipo parche o microstrip.

Las antenas de tipo parche reciben también el nombre de antenas microstrip, debido a que se basan en este tipo de tecnología. Se utilizan en áreas en las cuales un tamaño considerablemente pequeño es importante, como pueden ser: aeronáutica, satélites, aplicaciones en misiles, dispositivos móviles, comunicaciones inalámbricas en general.

Algunas de sus características más relevantes, a grandes rasgos, pueden ser una tendencia a la miniaturización al lograr cada vez dispositivos más pequeños, son sencillas y relativamente baratas mediante el uso de tecnología de circuitos impresos, fáciles de integrar tanto a superficies planas como no planas, robustas, muy versátiles en cuanto a frecuencia de resonancia, polarización, diagrama de radiación e impedancia cuando se escogen determinadas formas.

Dentro de las desventajas que presentan se pueden nombrar, entre otras, que las antenas microstrip tienen una baja eficiencia, baja ganancia, baja potencia debido a que sus componentes no pueden soportar altas potencias, ancho de banda pequeño o considerables pérdidas.

Características básicas

Una antena microstrip consiste, principalmente, en un parche metálico muy fino situado sobre un plano de masa, donde el parche y el plano de masa están separados por el sustrato dieléctrico, tal y como se puede observar en la siguiente figura:

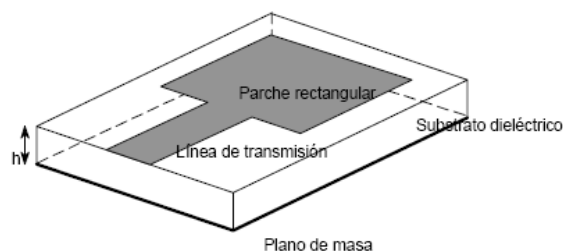


Figura 1.3. Modelo de antena microstrip [4]

El parche se diseña para conseguir que el máximo del diagrama de radiación del parche sea normal a la superficie de éste, es decir, de tipo broadside, aunque también es posible obtener un diagrama de radiación de tipo endfire. Esto se consigue gracias a una selección adecuada del modo (la configuración del campo) de excitación.

La elección de substrato es muy importante ya que éste nos puede proporcionar mejor eficiencia, mayor ancho de banda o menores efectos de borde a cambio de un tamaño mayor. Aquellos que pueden cubrir las características anteriores son substratos gruesos con una constante dieléctrica baja (el rango de las constantes dieléctricas típicas es $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$). En caso de elegir substratos finos con una constante dieléctrica elevada, los cuales son usados en circuitería de microondas, seríamos capaces de minimizar radiación no deseada o acoplamiento, pese a que tendríamos grandes pérdidas y menor eficiencia y ancho de banda. A día de hoy, deberemos tener en cuenta que normalmente las antenas microstrip se integran con distintos circuitos de microondas, por lo que en este caso, deberemos encontrar un compromiso entre una antena con características aceptables y un diseño de circuito apropiado.

El parche puede presentar diferentes formas como son: cuadrado, rectangular, circular, dipolo, elíptica, anillo, etc. Como se comentó en la introducción los de tipo cuadrado, rectangular o circular nos proporcionan sencillez en su fabricación, características de radiación interesantes y baja polarización cruzada. Los de tipo dipolo poseen anchos de banda grandes con reducidas dimensiones.

Respecto a los tipos de polarización que se pueden tener podemos hablar de polarización lineal o circular, ambas alcanzables con elementos simples o mediante el uso de arrays.

Tipos de alimentación

La manera en la que se alimenta una antena es un aspecto muy importante, ya que, sin una estructura eficiente de alimentación las antenas microstrip no funcionarían correctamente sin importar la precisión llevada a cabo para diseñar dicho elemento radiante.

Existen diferentes métodos para poder alimentar una antena microstrip de forma que radie lo más eficientemente posible en las frecuencias deseadas mediante un correcto acoplamiento de las impedancias. Ahora se hará referencia a los cuatro tipos más utilizados, que son mediante: línea microstrip, conector coaxial, acoplamiento por ranura o acoplamiento por proximidad.

1. Alimentación mediante línea microstrip

Es un método de alimentación directo que consiste en una tira conductora, normalmente mucho más pequeña comparada con el parche y diseñada para tener la impedancia característica deseada. Este método es sencillo de fabricar y fácil de adaptar. Sin embargo, como desventaja presenta que a medida que el espesor del substrato aumenta, aparecen ondas de superficie y espurios no deseables, lo que

hace que el ancho de banda esté limitado (típicamente entre el 2 y 5%). Además, tampoco es posible realizar la optimización por separado tanto del esquema de excitación como de la antena, ya que se trabaja sobre un mismo sustrato. De esta forma, se deberá encontrar un compromiso entre las características esperadas de radiación y las características esperadas de alimentación.

Existen dos formas de llevar a cabo este método:

- a) *Conectando la línea directamente en un extremo de la antena.-* dependiendo de donde se sitúe la línea respecto del parche obtendremos una mayor o menor acoplamiento de impedancia.
- b) *Alimentando la línea microstrip por medio de inserciones en la antena.-* dependiendo de la profundidad de las inserciones así variará el acoplamiento de la impedancia.

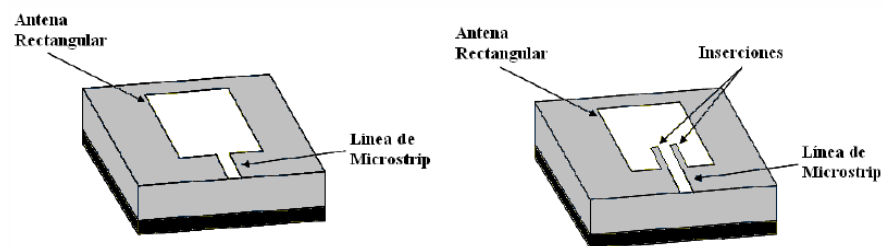


Figura 1.4. Línea microstrip conectada directamente y línea microstrip con inserciones [3]

2. Alimentación mediante conector coaxial

Al igual que el caso anterior es un método de alimentación directa, por lo que las desventajas citadas anteriormente también atañen a esta técnica. En este caso la parte interna del coaxial se une directamente al parche mientras que la parte externa es conectada al plano de masa. La impedancia depende de la posición del conector respecto del parche, de forma que, colocándolo correctamente generará un mejor acoplamiento. Como características más importantes se pueden destacar que es sencillo de fabricar y fácil de adaptar. Como desventaja presenta que tiene un ancho de banda muy estrecho.

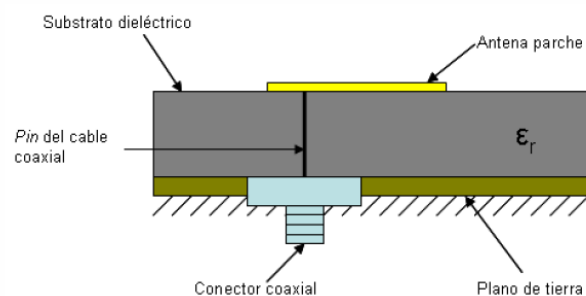


Figura 1.5. Conector coaxial [3]

Los dos métodos anteriores tienen asimetrías inherentes que hacen que se generen modos de un orden mayor, y derivado de esto se produzca la polarización cruzada. Para evitar estos problemas se utilizan los métodos de acoplamiento.

3. Alimentación mediante acoplamiento por ranura

Este es el método más complicado de fabricar de los cuatro que se están exponiendo, y también presenta un ancho de banda pequeño. Consiste en dos substratos separados por un plano de masa. En la parte trasera del substrato de abajo hay una línea microstrip cuya energía llega al parche a través de la ranura que se encuentra en el plano de masa que separa los dos substratos. El plano de masa tiene una apertura cuyas dimensiones y posición influyen en la impedancia y por tanto, en el acoplamiento de la antenna. Esta configuración permite optimizar de forma independiente el mecanismo de alimentación y el parche o elemento radiante. Normalmente se selecciona un material con constante dieléctrica alta para el substrato inferior, y para el substrato superior uno cuyas características cumpla que sea grueso y de constante dieléctrica baja. El plano de masa entre los dos substratos permite que haya una minimización de las interferencias o radiaciones indeseables. La optimización del diseño en este mecanismo se lleva a cabo por los parámetros eléctricos que caracterizan a los substratos, la anchura de la línea de alimentación y el tamaño o posición de la ranura respecto del parche.

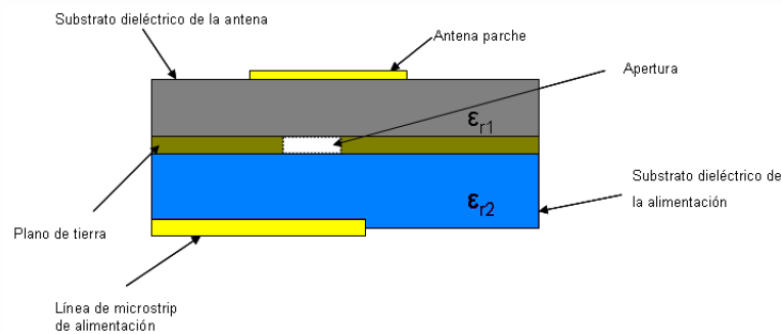


Figura 1.6. Acoplamiento por ranura [3]

4. Alimentación mediante acoplamiento por proximidad

Este método es el que presenta un mayor ancho de banda y tiene una baja radiación indeseable, pero por el contrario su fabricación es complicada. En este caso la alimentación no tiene contacto directo con el elemento radiador sino que el acoplamiento es electromagnético. Consiste en que el parche se encuentra sobre un substrato dieléctrico y en la parte inferior de la estructura tenemos una línea microstrip sobre otro substrato dieléctrico con un plano de masa (similar al caso del acoplamiento por ranura). Para conseguir una buena adaptación deberemos tener en cuenta la longitud de la línea y su anchura respecto del parche.

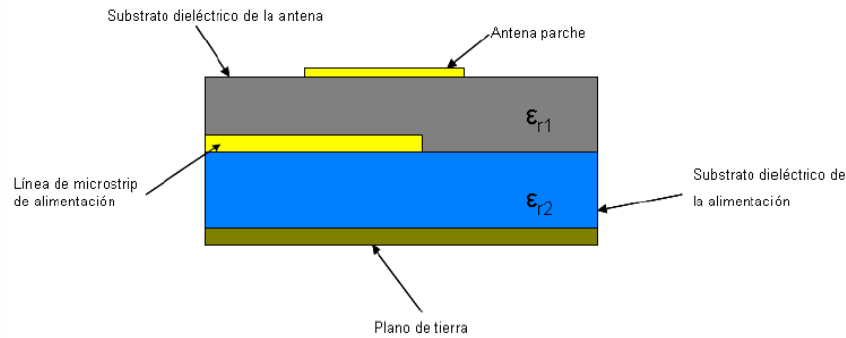


Figura 1.7. Acoplamiento por proximidad [3]

1.5.3 Parches elementales

Como se comentó anteriormente, el parche rectangular es uno de los formatos más utilizados. Existen diferentes métodos de análisis para antenas microstrip, los cuales nos dan diferentes grados de precisión y sencillez, por lo que seleccionaremos aquel que se ajuste más a nuestras necesidades.

Los métodos de análisis se pueden clasificar en tres grandes grupos:

1. Modelos empíricos

Estos métodos son los menos precisos a la hora de diseñar, pero cuentan con la ventaja de que son los más sencillos de realizar. Están basados en la suposición de conceptos y estructuras de forma general sin tener en cuenta consideraciones de irregularidades en parámetros. Ofrecen buenos resultados cuando hablamos de frecuencias menores a 30 GHz, ya que, conforme aumentan, estos modelos presentan imprecisiones muy elevadas y necesitaríamos hacer uso de otro tipo de modelos.

Dentro de este grupo nos encontramos los siguientes modelos:

- Modelo de Línea de Transmisión
- Modelo de Cavidad

Más adelante se procederá a detallar cada uno de estos métodos.

2. Modelos semi-empíricos

Estos modelos están entre los modelos empíricos que se acaban de explicar y los modelos de onda completa. Tanto su precisión como su nivel de dificultad son mayores a la de los empíricos pero inferiores a los modelos de onda completa. En este grupo podemos encontrar, por ejemplo, el enfoque variacional.

3. Modelos de onda completa

Estos modelos son los que presentan mayor dificultad pero también son los más precisos. Requieren de herramientas computacionales avanzadas para poder ser llevados a cabo. Pertenecen a este grupo, por ejemplo: el método de los momentos en el dominio del espacio y en el espectral.

Modelo de línea de transmisión

Básicamente el modelo de línea de transmisión representa una antena microstrip por dos ranuras separadas mediante una impedancia baja, Z_c , y una línea de transmisión de longitud L .

El primer modo que resuena es el TM_{010} , y lo hace cuando la longitud efectiva a lo largo del parche es de media longitud de onda. A continuación se realiza un análisis de los efectos de borde en una antena microstrip.

Debido a que las dimensiones del parche son finitas tanto en longitud como en anchura, se producen efectos de borde. Se producirán en mayor o menor medida dependiendo de las dimensiones del parche y la altura del sustrato sobre el que reposa éste. En el plano E son debidos, principalmente, al cociente entre la longitud del parche, L , y la altura del sustrato, h , y también por la constante dieléctrica que caracteriza al sustrato, ϵ_r . Cuando el cociente entre L y h es mucho mayor que 1, $\frac{L}{h} \gg 1$, los efectos de borde se reducen considerablemente, pero se deberá tener en cuenta debido a que influye en la frecuencia de resonancia de la antena. Estos mismos principios que se han enunciado respecto de L se deberán tener en cuenta respecto su anchura, W .

Cuando ocurre que $\frac{W}{h} \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$ las líneas de campo eléctrico se concentran en el sustrato. Esto hace que los efectos de borde provoquen que la longitud eléctrica del parche sea mayor que las dimensiones físicas. Ya que estos campos radiados viajan por el sustrato y por el aire, se define la constante dieléctrica efectiva, ϵ_{reff} , para tener en cuenta los efectos de borde y la propagación de las ondas en la línea.

En general, la constante dieléctrica efectiva se encuentra en el rango $1 < \epsilon_{\text{reff}} < \epsilon_r$. Además, en el caso de que $\epsilon_r \gg 1$, ϵ_{reff} se encuentra más cercana al valor de la constante dieléctrica del sustrato. También podemos afirmar que el valor de ϵ_{reff} dependerá de la frecuencia. A medida que el valor de la frecuencia aumenta, la mayoría de las líneas de campo se concentran en el sustrato. Por tanto, la línea microstrip se comporta más como una línea homogénea de un único dieléctrico (sustrato), y la constante dieléctrica efectiva se aproxima al valor de la constante dieléctrica del sustrato.

Para poder realizar el diseño mediante el método de la línea de transmisión deberemos seguir los pasos:

1. Se especifica la frecuencia de operación y el sustrato a utilizar para la construcción de la antena, por tanto, se definen:

- Frecuencia de operación, f_r
- Permitividad eléctrica del sustrato, ϵ_r
- Altura del sustrato, h

2. Se calcula el ancho efectivo del parche rectangular mediante:

$$W = \frac{1}{2 \cdot f_r \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2 \cdot f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

3. Hallamos la constante dieléctrica efectiva mediante:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

4. Obtenemos la extensión ΔL , que nos servirá para poder hallar la longitud real de la antena considerando la longitud efectiva:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \cdot \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

5. Hallamos la longitud real del parche rectangular considerando la longitud efectiva de ésta y el valor de ΔL mediante:

$$L = \frac{1}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} - 2 \cdot \Delta L$$

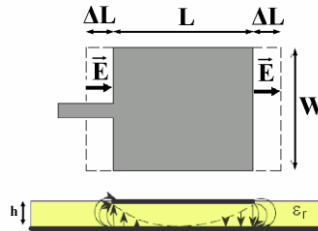


Figura 1.8. Longitudes eléctricas y físicas de un parche [5]

Por tanto, la longitud de un parche, L , de $\frac{\lambda_g}{2}$ es ligeramente inferior a $\frac{\lambda_g}{2}$ para poder compensar la longitud introducida por los efectos de borde.

Además, el parche equivale a dos ranuras de tamaño $W \times \Delta L$, donde L se elige para que haya inversión de fase y la radiación de ambas ranuras se suma en fase. La radiación de los parches laterales se cancela entre sí, con lo que el circuito equivalente es una línea de transmisión de longitud L , con dos impedancias que simulan las pérdidas de radiación y la capacidad de la discontinuidad y el circuito.

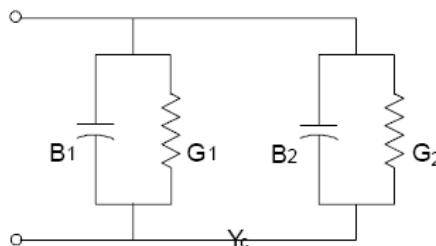


Figura 1.9. Circuito equivalente [5]

Modelo de cavidad

Cuando se quieren analizar estructuras que no sean rectangulares o cuyos modos de funcionamiento son superiores al TM_{010} , se deberá utilizar este modelo. Este método es más complejo pero ofrece una buena interpretación física del dispositivo. Además, es aplicable a cualquier geometría de parche.

La antena microstrip tiene un comportamiento similar al de una cavidad, con la salvedad de que una cavidad es una estructura cerrada. Los campos dentro del sustrato dieléctrico se pueden hallar de una forma más exacta considerando la estructura como dos conductores eléctricos por encima y por debajo (paredes eléctricas) y por paredes magnéticas a lo largo del perímetro del parche.

Cuando al parche le llega energía se produce una distribución de cargas que es controlada gracias a dos mecanismos: mecanismo de atracción y repulsión. El mecanismo de atracción se produce entre cargas de signos contrarios de la superficie inferior del parche y la superficie superior del plano de masa, mientras que el mecanismo repulsivo provoca que las cargas de la superficie inferior del parche se desplacen a la superficie superior, atravesando los bordes. Este movimiento de cargas hace que aparezcan unas densidades de corriente J_t y J_b , en la superficie superior e inferior del parche, respectivamente.

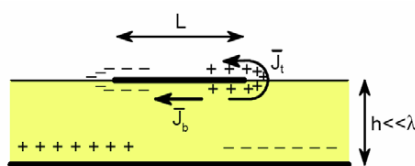


Figura 1.10. Corrientes sobre el conductor [4]

Debido a que la distancia que existe entre el conductor y el plano de masa es muy reducida, el efecto predominante es el de mecanismo atractivo, de forma que, la mayor parte de la carga y la corriente se encontrarán en la superficie inferior del parche. Por tanto, sólo una pequeña parte de la corriente atravesará el borde y llegará a la cara superior del conductor, además deberemos tener en cuenta que a medida que disminuya la relación entre la altura y la anchura del substrato esta corriente también será menor. En el límite la corriente que fluye hacia la parte superior se hará cero, con lo que las componentes tangenciales de los campos magnéticos en los bordes del parche desaparecen y podremos modelar las cuatro paredes como paredes conductoras magnéticas perfectas, que idealmente no afectan a la formación de campos electromagnéticos en el interior del dieléctrico.

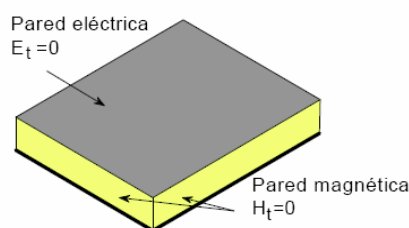


Figura 1.11. Paredes magnéticas y eléctricas [4]

Aunque en la práctica la relación entre la altura y la anchura no será cero, aunque sí muy pequeña, los campos magnéticos tangenciales en los límites no serán exactamente nulos. Sin embargo, al ser de un valor muy pequeño, podemos utilizar el modelo de cavidad aproximando las paredes como conductoras magnéticas perfectas.

Si la antena microstrip fuese tratada únicamente como una cavidad, no seríamos capaces de hallar los valores absolutos de la amplitud de los campos tanto magnéticos como eléctricos. De hecho, si consideramos que las paredes y el material entre éstas no tienen pérdidas, la cavidad no radiaría y su impedancia de entrada sería puramente reactiva. Por tanto, se debe de introducir un mecanismo de pérdidas. Esto se consigue gracias a la introducción de una tangente de pérdidas efectiva, δ_{eff} . Este parámetro es elegido adecuadamente para que la cavidad funcione como una antena y su valor es el inverso de el factor de calidad, es decir, $\delta_{\text{eff}} = \frac{1}{Q}$.

Como el espesor de la antena microstrip es muy pequeño, las ondas que se generan dentro del substrato dieléctrico sufren reflexiones considerables cuando llegan al borde del parche. Por tanto, solo parte de la energía incidente es radiada. Además, como la altura del substrato es muy pequeña (mucho menor que la longitud de onda), las variaciones de campo a lo largo de la altura pueden considerarse constantes y los efectos de borde muy pequeños, y por tanto, el campo eléctrico es perpendicular a la superficie del parche. Debido a todos esos fenómenos se tendrán en cuenta sólo dentro de la cavidad campos de tipo TM^x .

La frecuencia de resonancia de una cavidad viene determinada por:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2 \cdot \Pi \cdot \sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\Pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\Pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\Pi}{W}\right)^2}$$

Para poder hallar el modo fundamental con la menor frecuencia de resonancia, tenemos que estudiar las diferentes frecuencias que pueden existir en la estructura.

Si se cumplen las restricciones siguientes:

- a) $h \ll L, h \ll W$ y $h < W < L \Rightarrow$ El modo fundamental será el TM_{010}^x
- b) Si se cumplen las anteriores y además $h < \frac{L}{2} < W < L \Rightarrow$ El modo fundamental será el TM_{001}^x
- c) Si se cumple a y $h < W < \frac{L}{2} < L \Rightarrow$ El modo fundamental será el TM_{020}^x
- d) $h < L < W \Rightarrow$ El modo fundamental será el TM_{001}^x
- e) $h < L < \frac{W}{2} < W \Rightarrow$ El modo fundamental será el TM_{002}^x

Parche circular

Aunque el parche utilizado será de tipo rectangular, se comentan brevemente algunos fundamentos del circular, al ser una configuración muy utilizada también. Los modos que soportan se pueden hallar considerando el parche, el plano de masa y el material entre ambos como una cavidad circular. Cuando ocurre que la altura del substrato es mucho más pequeña que la longitud de onda, los modos que encontramos son del tipo TM^z , donde z es la perpendicular al parche. En el caso del parche rectangular nos encontrábamos con dos grados de libertad, la longitud y la anchura, cuya modificación hace que el orden de los modos varíe. En cambio, con el parche circular sólo disponemos de un único grado de libertad, el radio del parche. Al modificar el radio no varía el orden de los modos, pero sí lo hace el valor absoluto de la frecuencia de resonancia de cada uno de ellos.

Si queremos realizar un análisis del parche, lo más adecuado sería utilizar el modelo de cavidad. El desarrollo sería similar al que seguiríamos con un parche rectangular, pero en esta ocasión utilizando coordenadas cilíndricas. La cavidad está formada por dos conductores eléctricos perfectos tanto en la parte superior como en la inferior para representar el parche y el plano de masa, además tendremos un conductor perfecto en el contorno de la cavidad y el material dieléctrico que compone el substrato tiene la misma extensión que el parche.

Los campos existentes a lo largo del eje z se pueden considerar constantes (debido a que la altura del substrato es mucho menor que la longitud de onda) y en consecuencia, $p=0$ y los modos serán del tipo TM_{mn0}^z . La frecuencia de resonancia de un parche circular se puede hallar de forma general como:

$$(f_r)_{mn} = \frac{1}{2 \cdot \Pi \cdot \sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \left(\frac{X'_{mn}}{a} \right)$$

donde, X'_{mn} representa los ceros de la derivada de la función de Bessel y determina el orden de las frecuencias de resonancia.

1.5.4 Parámetros característicos

Factor de calidad, ancho de banda y eficiencia

El factor de calidad, ancho de banda y eficiencia están relacionados entre sí, por lo que no es posible realizar una optimización de cada uno de ellos de forma independiente. Aunque, si podemos conseguir un compromiso entre los tres para obtener una antena con unas características adecuadas. En muchas ocasiones, se decide optimizar uno de ellos pese a que el resto no proporcione un rendimiento óptimo.

El factor de calidad representa las pérdidas de la antena. Normalmente existen tres tipos de pérdidas: radiación, conducción y dieléctricas. De forma general, el factor de calidad total se escribe como:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}$$

Q_t .- factor de calidad total

Q_{rad} .- factor de calidad debido a las pérdidas de radiación

Q_c .- factor de calidad debido a las pérdidas de conducción

Q_d .- factor de calidad debido a las pérdidas dieléctricas

Cuando la altura del sustrato es mucho más pequeña que la longitud de onda en el vacío y para cualquier forma (incluyendo la rectangular y la circular), existen unas aproximaciones para los parámetros descritos anteriormente. Éstas son:

$$Q_c = h \cdot \sqrt{\Pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma} \quad Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad Q_{rad} = \frac{2 \cdot w \cdot \varepsilon_r}{h \cdot G_{t/l}} K$$

donde $\tan \delta$ es la tangente de pérdidas del sustrato, σ es la conductividad del conductor asociado con el parche y el plano de masa, $G_{t/l}$ es la conductancia total por unidad de

longitud del parche y $K = \frac{\iint_{area} |E|^2 dA}{\oint_{perimetro} |E|^2 dl}$.

Para el caso de un parche rectangular con modo dominante TM_{010}^x tendremos $K = \frac{L}{4}$ y $G_{t/l} = \frac{G_{rad}}{W}$.

El ancho de banda fraccional de la antena es inversamente proporcional al Q_t de la antena, y se define como:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t}$$

El ancho de banda, BW, es proporcional al volumen de la antena, que a su vez resulta ser aproximadamente el inverso de la raíz de la constante dieléctrica del sustrato:

$$BW = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

La eficiencia de la antena nos da la potencia radiada respecto de la potencia incidente, la podemos expresar en función del factor de calidad como:

$$e = \frac{Q_t}{Q_{rad}}$$

Impedancia de entrada

En general, la impedancia de entrada es compleja y por tanto incluye tanto parte real como imaginaria, siendo esta última la que se conoce como reactiva. Ambas partes, tanto real como imaginaria varían en función de la frecuencia, y de forma ideal presenta simetría respecto de la frecuencia de resonancia.

El valor de la reactancia suele ser muy pequeño en comparación al de la resistencia, en el caso de sustratos con un espesor pequeño. En cambio, para espesores más gruesos el valor de la reactancia tiende a ser significativo y se debe de tener en cuenta para poder adaptar de forma adecuada.

Polarización circular

Los parches, tanto rectangulares como circulares, radian con una polarización lineal si se utilizan las técnicas de alimentación sin ningún tipo de modificación. Sin embargo, las polarizaciones circular y elíptica se pueden conseguir mediante el uso de diversos métodos de alimentación o introduciendo modificaciones en éstos.

La polarización circular se puede obtener si tenemos dos modos ortogonales excitados con un desfase de 90° entre ellos, el signo del desfase será el que determine el sentido de la polarización (a derechas o a izquierdas). Para ello podemos ajustar las dimensiones físicas del parche y usar un único punto de alimentación o combinar varios.

Para un parche rectangular, la forma más sencilla de conseguir una polarización circular es alimentando el elemento a través de dos de sus extremos, siempre y cuando estos sean contiguos. Alimentaríamos uno de los extremos con el modo TM_{010}^x y el otro con el TM_{001}^x , la diferencia de fase se consigue gracias a la utilización de un divisor de potencia o un híbrido de 90° .

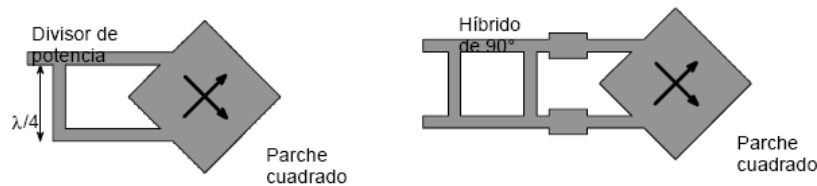


Figura 1.12. Obtención de polarización circular en un parche rectangular [4]

Para un parche circular, la polarización circular con el modo TM_{110}^z se alcanza utilizando dos puntos de alimentación con una separación angular apropiada. Por ejemplo, se puede hacer uso de dos sondas coaxiales separadas 90° , de forma que se generan campos ortogonales bajo la superficie del parche y también en la zona externa a éste. Siempre que se utilice éste método se debe colocar cada una de las sondas donde el campo generado por la otra sea nulo, aunque suele existir siempre un pequeño acoplamiento entre ambas sondas. Al igual que en el caso anterior para alcanzar un desfase de 90° se utiliza un híbrido de 90° . Para modos de orden mayor el desfase que se necesita varía.

Si queremos minimizar la polarización cruzada y mantener la simetría, especialmente cuando el sustrato es grueso, debemos agregar dos sondas diametralmente opuestas a las originales, las cuales nos ayudarán a cancelar los modos adyacentes, ya que estos suelen ser los de mayor amplitud, después del modo fundamental, así como las radiaciones espurias procedentes de la alimentación .

1.6 Antenas textiles

Las antenas textiles son antenas realizadas mediante materiales textiles y que son integradas en la ropa u otros materiales del mismo tipo. Forman parte de sistemas que crean una interfaz entre el portador de éstos y el mundo exterior.

De forma general están constituidas por un elemento radiante realizado con electrotexiles, un plano de masa y como sustrato un material textil no conductivo.

A diferencia de las antenas normales tienen la característica de poder ser dobladas en cualquier dirección, superando a los substratos flexibles, los cuales sólo permiten deformaciones en una única dirección.

Características tales como eficiencia de radiación, ancho de banda y frecuencia de resonancia vendrán determinados por las propiedades electromagnéticas de los substratos textiles, la geometría de la antena y el tipo de alimentación, entre otros.

Las primeras áreas en las que se comenzó a utilizar este tipo de antenas fueron la militar y seguridad. Algunas características singulares de este tipo de dispositivos son: un tamaño pequeño, flexibilidad y materiales textiles resistentes a todo tipo de adversidades.

1.6.1 Aplicaciones

Este tipo de antenas forma parte del llamado “Wearable Computing”, cuya traducción podría ser “Tecnología Informática en el Vestido”. Éste es un nuevo campo que está creciendo enormemente gracias al desarrollo de la miniaturización en microelectrónica, junto con las tecnologías que facilitan la integración de estos dispositivos.

Las aplicaciones de este tipo de antenas están orientadas a la salud, seguridad y área militar principalmente.

Dentro del área sanitaria son útiles para la monitorización continua del estado del paciente, es decir, monitorización de funciones vitales del cuerpo humano, como por ejemplo puede ser la temperatura, el ritmo cardíaco o la presión arterial. También tienen la capacidad de monitorizar el entorno que las rodea, identificando la humedad o temperatura. Para que esto sea posible es requisito indispensable que estos dispositivos se encuentren cercanos al cuerpo, de ahí que se estén integrando en la ropa de la forma más discreta posible. El hecho de llevar este tipo de antenas incorporadas puede beneficiar a los pacientes en gran medida, ya que, puede producirse una comunicación directa con el centro médico controlando a los pacientes y detectando cualquier situación de alarma.

Pueden suponer una gran ayuda en la coordinación de las intervenciones de cuerpos de rescate durante emergencias, como en terremotos, incendios, atentados, etc. Aumentan la fiabilidad, eficiencia y seguridad durante este tipo de intervenciones. Nos pueden proporcionar una monitorización continuada de la actividad y signos de vida de los trabajadores en el núcleo del desastre o incidente. Es sumamente importante que exista en estos casos una comunicación fiable entre el portador de la antena y un centro o entre dos o más portadores de este tipo de dispositivos.

Otro tipo de aplicaciones son las relativas a la industria automovilística, deportes, entretenimiento...

1.6.2 Materiales

Los materiales textiles (también conocidos como smart fabrics, smart textiles, intelligent textiles, electronic textiles o e-textiles) han acaparado gran atención debido a la revolución que suponen para la industria electrónica.

Se definen como aquellos tejidos que pueden alterar su naturaleza en respuesta a la acción de diferentes estímulos externos, físicos o químicos, modificando alguna de sus propiedades, principalmente con el objetivo de conferir beneficios adicionales a los usuarios.

Se clasifican en dos categorías diferentes:

- *Pasivos*.- son aquellos que mantienen sus características independientemente del entorno exterior.
- *Activos*.- encontramos dos tipos, aquellos que actúan específicamente sobre un agente exterior, y los que adaptan automáticamente sus propiedades al percibir cambios o estímulos externos (conocidos como muy activos)

Estos tejidos se pueden obtener directamente utilizando en la fabricación del tejido las llamadas fibras inteligentes, o pueden obtenerse mediante la aplicación posterior de determinados acabados a un tejido.

Este tipo de materiales puede presentar diversas formas: a capas, tricotados o tejidos. Las diferentes piezas que conforman un electrotexil se pueden ver como independientes, pero todas las capas que lo componen están interrelacionadas. Disponen de fibras capaces de conducir electricidad de forma que pueden conectarse a chips o baterías para crear circuitos.

Suelen consistir en sustratos no conductores o con poca capacidad para conducir electricidad, los cuales irán integrados con elementos eléctricamente conductores, normalmente carbón, níquel, cobre, oro, plata o titanio. Los sustratos suelen contener algodón, polyester, nylon o acero inoxidable.

El sustrato será la base sobre la que irán los componentes para realizar los dispositivos pertinentes, y las propiedades de éste irán en función del material utilizado. Los materiales y la forma del tejido serán los que determinen el coste, peso y densidad.

Debido a la necesidad de incorporar elementos electrónicos a la vestimenta, ha sido clave la miniaturización y la sustitución de estructuras rígidas por otras flexibles. Para resolver el problema de la flexibilidad actualmente se utilizan tejidos basados en materiales de silicona, los cuales presentan la ventaja de ser compatibles con transductores o dispositivos de comunicación.

Actualmente podemos encontrar diferentes tipos de materiales inteligentes como son:

Materiales con cambio de fase.- en este caso el material es capaz de absorber, almacenar y liberar el calor en función de las condiciones ambientales. Se utilizan para prendas que necesiten de unas características termorreguladoras.

Materiales crómicos.- son aquellos que cambian de color de forma reversible dependiendo de las condiciones externas del ambiente en el que se encuentren. Existen diferentes tipos como son: pizocrómico, electrocrómico, fotocromico o termocrómico. Las principales aplicaciones son para ropa con un fin lúdico.

Materiales que conducen electricidad.- este tipo de materiales son los que se adaptan a las necesidades de este estudio. Se basan en la utilización de metales como el níquel, cobre o plata. Este tipo de fibras proporciona versatilidad tanto física como eléctrica para multitud de aplicaciones. Sus propiedades son: un peso ligero, durabilidad, flexibilidad, costes competitivos y fácil integración en el proceso de producción textil.

Sus principales aplicaciones son conductividad y como interfaz electromagnética. Este tipo de fibras ofrecen buenos resultados frente a las interferencias electromagnéticas y como ventajas presentan:

- Mayor cobertura uniforme
- Mejor protección a altas frecuencias
- Peso ligero
- Flexibilidad
- Compatibilidad

La tecnología de estos textiles puede solaparse con otras importantes tecnologías, como la microelectrónica, las nanotecnologías y los biomateriales. Sus campos de aplicación, como ya se ha mencionado, son variados: militar, medicina, ocio, deporte, automoción...

Hasta ahora los materiales más utilizados a la hora de realizar antenas textiles son el foam flexible y el nylon. A continuación se describen sus características:

Foam flexible

El foam flexible es un poliuretano que se puede encontrar en el mercado con diferentes espesores y es integrable en la ropa, como por ejemplo en los trajes de bombero. Normalmente se utiliza en vestimenta que requiere de una protección adicional para ciertas partes del cuerpo con mayor vulnerabilidad, entre las que destacan los hombros, rodillas, codos... Esta protección se debe a que absorbe los impactos que se pueden producir. Al ser un material flexible no entorpece los movimientos de la persona que lo porta. Además, vuelve a su forma original después de haber sido sometido a deformaciones, de forma que sus características vuelven a estar presentes de forma inmediata.

Se caracteriza por dos parámetros que son independientes: firmeza y densidad.

Si la firmeza del material es alta esto significa que su flexibilidad también será elevada. En caso de tener una alta densidad este material será capaz de amortiguar una

gran cantidad de impactos seguidos sin que afecten a sus características. La absorción de energía vendrá determinada por el grosor del material.

Nylon

El nylon forma parte de la familia de los polímeros sintéticos. Se define como un material termoplástico sedoso. Nació como un reemplazo sintético para la seda en la Segunda Guerra Mundial.

De forma general el nylon cuenta con las siguientes características:

- Estructura molecular compacta
- Resistente al desgaste y a la luz del sol
- De tacto suave
- Punto de fusión alto
- Alta resistencia a la abrasión
- Gran elasticidad y recuperación elástica
- Durabilidad
- Alta resistencia a insectos, hongos, animales, moho y gran cantidad de productos químicos
- Se derrite en vez de quemarse
- Transparente bajo luz infrarroja
- Si se moja, la absorción de agua puede provocar que cambien algo las características del material, por ejemplo su resistencia eléctrica. Aunque es menos absorbente que la lana o el algodón

Se presenta como un buen conductor y actualmente se comercializa una versión metalizada denominada Nora. Se compone de tres capas de metalización (níquel, cobre y plata). Se caracteriza por tener una alta conductividad y protección contra la corrosión, aparte de una gran flexibilidad. Como substrato posee multitud de ventajas comparado con otros materiales: es ligero y vuelve a su estado original de forma rápida y sin perder sus propiedades.

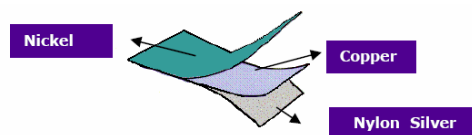


Figura 1.13. Representación del tejido inteligente Nora [24]

Aparte de Nora existen otros muchos materiales comercializados como son: Electron, Kapton, Nomex, ShieldIt, Zelt, Kassel, Aracon o Kevlar. Mostramos las propiedades de algunos de estos tejidos inteligentes:

Flectron

Flectron se compone de nylon y cobre/níquel plateado. Se puede encontrar en el mercado en configuración de sustrato tejido y no tejido. Proporciona protección de una manera muy eficiente y además no implica de un desembolso económico alto. Se caracteriza por aportar flexibilidad, compatibilidad y ser transpirable con las características propias de un metal.

Flectron combina las características físicas del sustrato original con las características eléctricas de las capas metálicas. La capa de cobre proporciona una alta maleabilidad (muy dúctil) y una baja tasa de oxidación, mientras que la de níquel incrementa la resistencia a la corrosión y oxidación en ambientes agresivos. Es ligero, flexible y fácil de usar.

Su conductividad típicamente es de $0.04 \Omega/\text{square}$. Debido a que la resistividad del níquel es mucho mayor que la del cobre, en caso de contener una superficie de níquel se incrementará a $0.23 \Omega/\text{square}$.

Kapton

Kapton es un tipo de poliamida que se caracteriza por resistir condiciones de temperatura extremas (entre -269°C y $+400^{\circ}\text{C}$), no tiene punto de fusión, es muy resistente a la radiación ionizante, tiene una alta conductividad y la pigmentación en color es posible.

Nomex

Nomex es una fibra compuesta de un producto químico sintético que hace que sea resistente al fuego. Nomex ni se quema como una tela de algodón ni se derrite como una tela de poliéster. Cuando está expuesta a una energía térmica la fibra se hincha haciendo que se pare la transferencia térmica a la persona. Además, es capaz de controlar la electricidad estática.

Un sustrato no conductivo muy popular es la lana ya que contiene gran cantidad de aire y, por consiguiente, su permitividad es muy cercana a uno. Además se seca muy rápido en caso de estar en contacto con agua.

Capítulo 2

Análisis de la estructura periódica

En este capítulo, en primer lugar se explican los conceptos de onda de superficie y estructuras de banda prohibida electromagnética, ya que son las bases fundamentales de esta sección. Se realizan diferentes modelos de estructuras periódicas, con vías en el borde y paredes metálicas. Su caracterización se lleva a cabo mediante dos métodos diferentes: diagramas de dispersión y parámetros S. En el caso de los parámetros S se analizan dos configuraciones: con línea microstrip suspendida y sin línea.

2.1 Ondas de superficie

Las ondas de superficie se producen en la interfaz con un metal. La propagación de éstas provoca serios problemas en este tipo de antenas. Reducen la eficiencia y la ganancia, limitan el ancho de banda, aumentan la radiación de tipo endfire, aumentan los niveles de polarización cruzada, y limitan el rango de frecuencias aplicable. Por otro lado, la miniaturización e integración de antenas microstrip con circuitos microstrip se ven dificultadas porque se necesita tener constantes dieléctricas altas en los substratos. Además, cuando la radiación es de tipo endfire, las ondas de superficie dan lugar a que aparezca acoplamiento entre los diferentes elementos de un array. Las ondas de superficie llegan al substrato con un ángulo de elevación θ , que oscila entre $\pi/2$ y $\sin^{-1}(1/\sqrt{\epsilon_r})$. Estas ondas llegan a incidir hasta el plano de masa y luego son reflejadas y llegan a la interfaz aire-dieléctrico, la cual también las refleja. Una vez que se produce todo el zigzag interno, las ondas alcanzan los límites de la estructura microstrip donde son reflejadas de vuelta y se produce la difracción dando lugar a la radiación endfire. Si hubiera otra antena cercana a ésta se podría producir un acoplamiento. Las ondas de superficie disminuyen con la distancia como $1/\sqrt{r}$, y por consiguiente, también decrece el acoplamiento con respecto al punto de excitación.

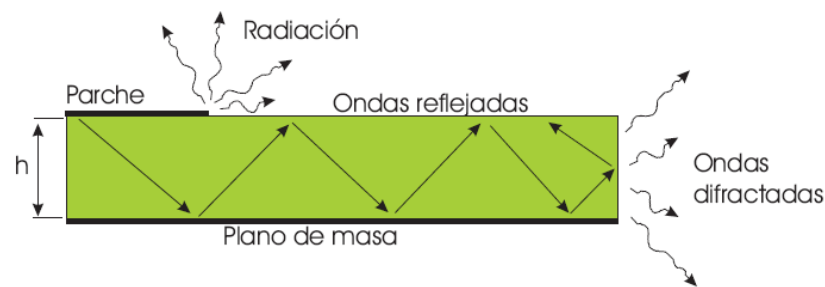


Figura 2.1. Recorrido interno de las ondas de superficie [36]

Los modos que se propagan en el substrato debido a las ondas de superficie son de tipo TM y TE. Estos modos se caracterizan porque las ondas se van atenuando a lo largo de la dirección transversal (perpendicular al plano de la antena) y porque tienen una propagación real constante por encima de la frecuencia de corte. La velocidad de fase de este tipo de ondas depende mucho de los parámetros del substrato, concretamente, de su altura y de su permitividad relativa. El modo más pequeño que se puede propagar de tipo TM no tiene frecuencia de corte. Se le denomina modo TM_0 . La frecuencia de corte para modos superiores de tipo TM_n y TE_n viene dada por:

$$f_c = \frac{n \cdot c}{4 \cdot h \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}}$$

donde c es la velocidad de la luz en espacio libre, h es la altura del substrato y n puede ser para modos TE $n=1,3,5,\dots$ o para modos TM, $n=0,2,4,\dots$

Debido a que el modo TM_0 no tiene una frecuencia de corte, siempre se excitará al final de la antena microstrip, incluso se puede propagar sobre substratos muy

delgados con constantes dieléctricas muy pequeñas. La distribución de campo del modo TE_1 se puede propagar debajo de la metalización del parche, y puede siempre ser excitado por encima de la frecuencia de corte.

Las relaciones de dispersión para los modos TM_n y TE_n vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$TM_n \text{ con } n=0, 2, 4, \dots \quad \varepsilon_r \cdot u_0 \cdot h + u \cdot h \cdot \tanh(u \cdot h) = 0 \quad (1)$$

$$TE_n \text{ con } n=1, 3, 5, \dots \quad u_0 \cdot h + u \cdot h \cdot \coth(u \cdot h) = 0$$

donde $u_0^2 = \beta^2 - k_0^2$ y $u^2 = \beta^2 - k_0^2 \varepsilon_r$

Para poder realizar el análisis de una antena de tipo microstrip es necesario conocer el valor exacto de β . Generalmente, para poder hallarlo se utiliza un algoritmo de búsqueda de raíces. Para el modo TM_0 en sustratos sin pérdidas β es real y varía entre $1 < \beta/k_0 < \varepsilon_r$. Si el sustrato es eléctricamente pequeño ocurrirá que $\beta/k_0 \approx 1$. El valor de β/k_0 se puede obtener asumiendo que $\beta/k_0 = 1 + \delta$. Sustituyendo esta expresión en (1) se obtiene

$$\varepsilon_r \cdot \sqrt{2 \cdot \delta + \delta^2} - \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n \delta^n = 0$$

donde la suma infinita es una serie de Taylor para $\sqrt{\varepsilon_r - z^2} \tan(k_0 \cdot h \cdot \sqrt{\varepsilon_r - z^2})$ alrededor del punto $z = \beta/k_0 = 1$. Además,

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= s \cdot \tan(k_0 h s) \\ \alpha_1 &= \frac{-1}{s} \left[\tan(k_0 h s) + \frac{k_0 h s}{\cos^2(k_0 h s)} \right] \\ s &= \sqrt{\varepsilon_r - 1} \end{aligned}$$

Manteniendo únicamente el término dominante, α_0 ,

$$\beta/k_0 \approx 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r} \cdot k_0 \cdot h \right)^2$$

El segundo término de la aproximación de Taylor es:

$$\frac{\beta}{k_0} = 1 + \frac{\alpha_0 \cdot \alpha_1 - \varepsilon_r^2 + \varepsilon_r \cdot \sqrt{\varepsilon_r^2 - 2 \cdot \alpha_0 \cdot \alpha_1 + \alpha_0^2}}{\varepsilon_r^2 - \alpha_1^2}$$

La expresión anterior da una precisión bastante buena para $s \cdot h < \lambda_0/4$. Si el sustrato tiene pérdidas moderadas definidas como $\varepsilon_r \cdot (1 - j \cdot \tan \delta)$, la constante de propagación de las ondas de superficie será también compleja y su valor será $\beta = (\beta_r - j \cdot \beta_i)$ con $\beta_i > 0$. La expresión aproximada para β es,

$$\beta_r = \beta$$

$$\beta_i \approx (\epsilon_r - 1) \cdot \tan \delta (k_0 h / \epsilon_r)^2$$

Si tuviéramos diferentes capas de sustratos, N , se puede aplicar una fórmula general:

$$\beta / k_0 = 1 + \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^N \frac{\epsilon_{ri} - 1}{\epsilon_{ri}} \cdot k_0 \cdot h_i \right]^2$$

donde ϵ_{ri} y h_i son los parámetros correspondientes a la capa de sustrato i .

Es interesante conocer el valor del grosor del sustrato para el que solo se propaga el modo TM_0 para ondas de superficie y el resto de modos están por debajo de la frecuencia de corte. En el caso de tener un único sustrato se tiene la condición:

$$\frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}}$$

En caso de tener dos capas de sustrato deberemos aplicar:

$$\tan(k_0 h_1 \sqrt{\epsilon_{r1} - 1}) \tan(k_0 h_2 \sqrt{\epsilon_{r2} - 1}) \leq \sqrt{\frac{\epsilon_{r2} - 1}{\epsilon_{r1} - 1}}$$

La potencia que transportan las ondas de superficie se incrementa cuando aumenta el grosor del sustrato. Sin embargo, cuando su grosor es muy pequeño se cumple que

$$\frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{0.3}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

y las pérdidas de la antena asociadas a las ondas de superficie se pueden despreciar. La eficiencia de radiación de la antena disminuye debido a la potencia asociada a las ondas de superficie. El descenso en la eficiencia se puede utilizar como criterio para decidir cuál es el valor más adecuado de grosor para el sustrato.

2.2 Electromagnetic Band Gap (EBG)

EBG es el acrónimo utilizado para referirnos a “Electromagnetic Band Gap”. Son unas estructuras artificiales y, generalmente periódicas, que nos sirven para eliminar la propagación de ondas electromagnéticas en una banda de frecuencias específica. Dicha eliminación sucede para cualquier ángulo incidente y para cualquier estado de la polarización si la banda prohibida es completa.

Las estructuras EBG son realizadas mediante materiales dieléctricos y conductores. En general, se pueden clasificar en tres categorías: estructuras volumétricas, estructuras planas y estructuras de una dimensión.

Existen diferentes métodos para poder analizar las características de las estructuras EBG. Algunos de los más utilizados son:

1. *Diagramas de Dispersión.*- permiten estimar la banda prohibida de la estructura periódica, y así, determinar el rango de frecuencias en el que no existirá propagación de ondas electromagnéticas. Se basa en la obtención de las frecuencias propias de la estructura en las direcciones del espacio recíproco que constituyen la frontera de la zona irreducible de Brillouin.
2. *Parámetros S.*- al igual que el anterior, permite estimar la banda prohibida de la estructura. Se basan en el análisis del parámetro de transmisión.

Se pueden utilizar diferentes herramientas de simulación numéricas para poder llevar a cabo los análisis. Por ejemplo, estas herramientas se pueden basar en: métodos de análisis en el dominio de la frecuencia, MoM o FEM o en el dominio del tiempo, FDTD. La herramienta utilizada a lo largo de todo el estudio es el CST, que utiliza un algoritmo de integración. Con ella se analizarán los diagramas de dispersión y parámetros S de las estructuras periódicas diseñadas.

Las aplicaciones más importantes existentes hasta el momento son:

1. *Substratos de antenas para la supresión de ondas de superficie*

En muchas ocasiones se producen ondas de superficie que se propagan a lo largo del plano de masa en vez de al espacio libre. Esto provoca que se reduzca la eficiencia y ganancia de la antena. La difracción de las ondas de superficie incrementa la radiación de los lóbulos traseros, los cuáles deterioran la relación señal a ruido, SNR, en sistemas de comunicaciones wireless.

La banda prohibida de una estructura EBG ayuda a reducir las ondas de superficie que se generan.

2. *Substratos de antenas para diseños de antenas de hilo de bajo perfil y eficientes*

Otra aplicación importante es la del diseño de antenas de hilo de bajo perfil y con una buena eficiencia de radiación.

3. Superficies para antenas con alta ganancia

En algunos casos se han utilizado estas estructuras para el diseño de antenas con una alta ganancia. Antiguamente las antenas de alta ganancia se realizaban mediante antenas parabólicas o arrays. Sin embargo, la superficie curva de las antenas parabólicas dificultaba el acoplo a plataformas móviles, mientras que los arrays tenían grandes pérdidas. Las EBG ayudan a solucionar estos problemas.

4. Otros usos han sido, por ejemplo, en el diseño de filtros de microondas para poder eliminar armónicos.

2.3 Antenas de parche con estructuras EBG

Últimamente están aumentando las aplicaciones de antenas microstrip con una constante dieléctrica alta debido a su tamaño compacto e integración en circuitos de microondas MMIC. Sin embargo, presentan muchas desventajas al utilizar constantes dieléctricas altas, por ejemplo: un ancho de banda estrecho o baja eficiencia de radiación.

El ancho de banda se podría incrementar simplemente aumentando el espesor del sustrato, pero esto también provocaría que aumentase la presencia de ondas de superficie. Como resultado de lo anterior, podría suceder que empeorara la eficiencia de radiación o que los diagramas se deterioraran.

Existen multitud de métodos para solventar todas las desventajas de usar sustratos gruesos con constantes dieléctricas altas. Podríamos bajar la constante dieléctrica efectiva del sustrato, rodear el parche con una estructura de tipo EBG o disminuir la constante dieléctrica del sustrato para que el impacto de las ondas de superficie se vea reducido.

Si rodeamos el parche completamente por una estructura EBG el aspecto del conjunto sería el siguiente:

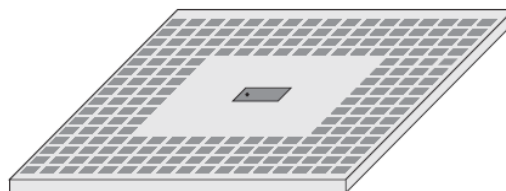


Figura 2.2. Antena de parche rodeada con una estructura EBG de tipo 'mushroom' [25]

Esto nos va a permitir eliminar o minimizar todas las características no deseables del uso de substratos con altas constantes dieléctricas pero manteniendo las ventajas del uso de antenas pequeñas.

La estructura se diseña de forma que la banda prohibida incluya la frecuencia de resonancia de la antena, de tal manera que, las ondas de superficie no se pueden propagar a lo largo del substrato. Se produce un incremento de la cantidad de potencia radiada, así como una ausencia absoluta de acoplamiento entre elementos de un array o interferencia con otro tipo de sistemas.

La implementación de este tipo de estructuras es barata y mantiene la naturaleza plana de las antenas microstrip, característica esencial para la integración de circuitos microstrip.

Otra posible solución podría ser utilizar un substrato grueso debajo del parche para ayudar a mantener un tamaño compacto y el ancho de banda de la antena, y usar un substrato estrecho alrededor del parche para poder reducir el efecto de las ondas de superficie. La geometría del substrato tendría forma de escalón. La distancia existente entre el parche y el escalón se tiene que elegir adecuadamente, ya que, si la distancia es muy pequeña provocaría un cambio en la frecuencia de resonancia y esto haría que disminuyera el ancho de banda. En caso de que fuese demasiado grande, el efecto que provocaría sería que no habría reducción de las ondas de superficie.

La representación de esta configuración sería:

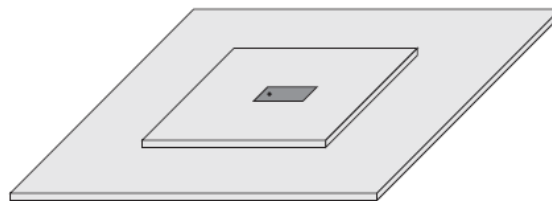


Figura 2.3. Antena de parche con escalón [25]

En [25] se realiza un estudio de estas configuraciones. Se compara el comportamiento de un parche con una altura de substrato de 2.54 mm, otro con una altura de 1.27 mm, un parche rodeado de una EBG sobre un substrato de 2.54 mm de altura y un parche con escalón con substratos cuya altura es de 1.27 mm. A continuación se muestran las pérdidas de retorno que se producen.

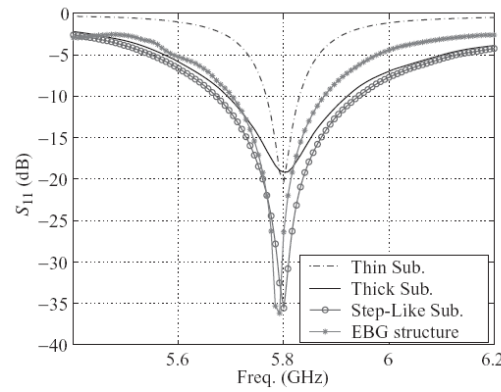


Figura 2.4. Pérdidas de retorno en 4 estructuras de parche [25]

Como se puede observar para una frecuencia central de 5.8 GHz la estructura que presenta mejores resultados es la de tipo EBG, aunque el parche con el sustrato en escalón tiene un comportamiento muy similar respecto a pérdidas de retorno. Si se comparan estos dos en cuanto a ancho de banda, se ve como la estructura de sustrato en escalón presenta mayor ancho de banda. Tanto el sustrato estrecho como el grueso no presentan características relevantes respecto a los otros dos.

Mediante el uso de estructuras EBG también se puede mejorar el rendimiento de antenas con polarización circular. Si se añade a un parche cuadrado una pequeña perturbación se puede lograr excitar los modos TM_{01} y TM_{10} para polarización circular. Además, rodeando el parche por dos filas de estructuras EBG e incluyendo la frecuencia central de la antena en su banda prohibida, se podrán mejorar tanto las pérdidas de retorno como las características del diagrama de radiación, comparado con un parche sin una estructura EBG. La estructura diseñada sería del tipo:

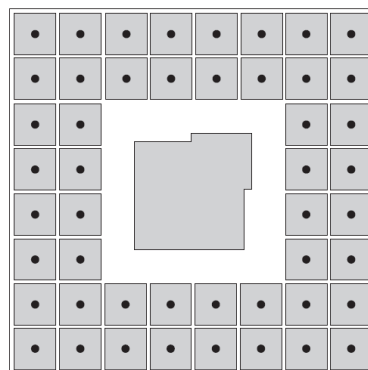


Figura 2.5. Parche con estructura EBG y polarización circular [25]

2.4 Diseño de la estructura EBG

En este apartado se va a tratar el diseño de la estructura EBG y el estudio realizado para poder determinar la banda prohibida, para lo que se han utilizado diferentes técnicas.

2.4.1 Modelo de estructura EBG seleccionado

El diseño seleccionado para la estructura EBG ha sido el correspondiente a una geometría rectangular. Esta estructura consta de 16 elementos rectangulares, dando así lugar a una figura de 4x4. Las capas de las que consta la estructura son: una primera capa correspondiente al plano de masa, una segunda capa correspondiente al sustrato y por último, sobre el sustrato descansan los diferentes elementos. La separación entre elementos es de 2 mm. Además, se ha estudiado la estructura con dos sustratos diferentes y utilizando vías o paredes metálicas para cada elemento.

Los sustratos utilizados para realizar las simulaciones tienen una permitividad relativa de:

Sustrato 1 (Textil): $\epsilon_{r1} = 1.38$

Sustrato 2 (Fibra de Vidrio): $\epsilon_{r2} = 4.5$

y la altura para ambos casos es de $h = 1.1$ mm.

Los elementos, inicialmente, tienen unas dimensiones de $\lambda\epsilon_r/4$, teniendo en cuenta que la frecuencia que interesa es de 2.45 GHz, para cada sustrato se tiene:

	Longitud Celda	Ancho Celda	Longitud EBG	Ancho EBG
Substrato 1	26 mm	26 mm	112 mm	112 mm
Substrato 2	15 mm	15 mm	68 mm	68 mm

Tabla 2.1. Dimensiones iniciales de los elementos de la EBG

A continuación se muestran los diferentes diseños:

Diseño 1: Estructura EBG con vías

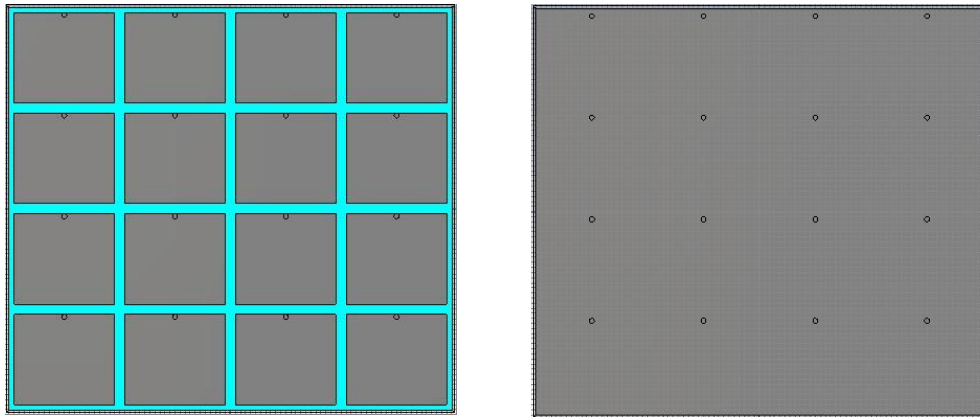


Figura 2.6. Estructura EBG con vías: vista frontal y vista trasera

En las dos figuras anteriores se muestra el diseño de la estructura EBG en el caso en el que se usan vías. Como se ha comentado anteriormente, para cada elemento se incluye una vía que comienza en el plano de masa y termina justo a la misma altura que los elementos, además, éstas se encuentran posicionadas en el borde del elemento y centradas. El radio de las vías que se ha utilizado es de $r_{\text{vía}}=0.5$ mm.

Diseño 2: Estructura EBG con pared metálica

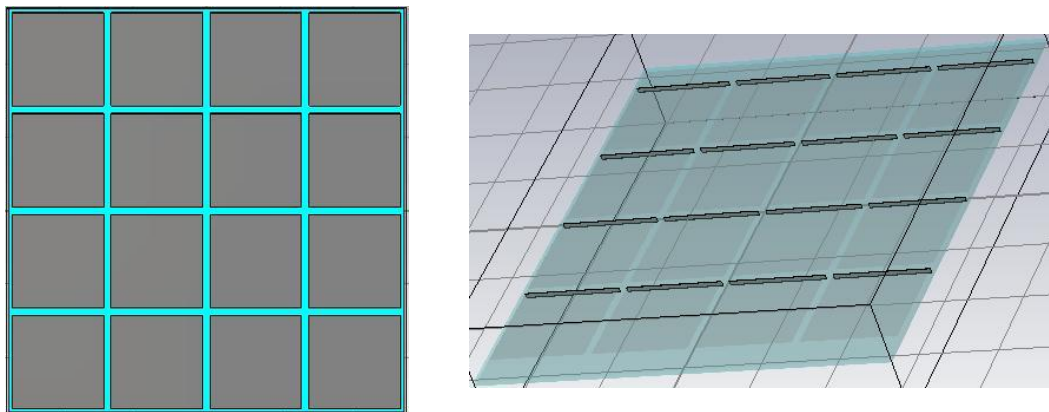


Figura 2.7. Estructura EBG con paredes: vista frontal y vista de las paredes metálicas

En este caso el diseño es el mismo, únicamente se aplica una variación, se sustituyen las vías por paredes metálicas para cada elemento. Las paredes se sitúan en un lateral del elemento, cubriéndolo por completo. Al igual que ocurría en el diseño anterior, las paredes también se sitúan de forma que atraviesan todas las capas que componen la estructura (desde el plano de masa hasta la superficie del elemento).

2.4.2 Diagramas de dispersión

Las estructuras de tipo EBG pueden ser caracterizadas por sus diagramas de dispersión, ω - β . Se muestra un ejemplo de estos diagramas encontrado en la literatura, y más tarde se particularizará para el caso concreto de la estructura analizada.

En las siguientes figuras se puede ver una posible estructura EBG con su correspondiente diagrama de dispersión:

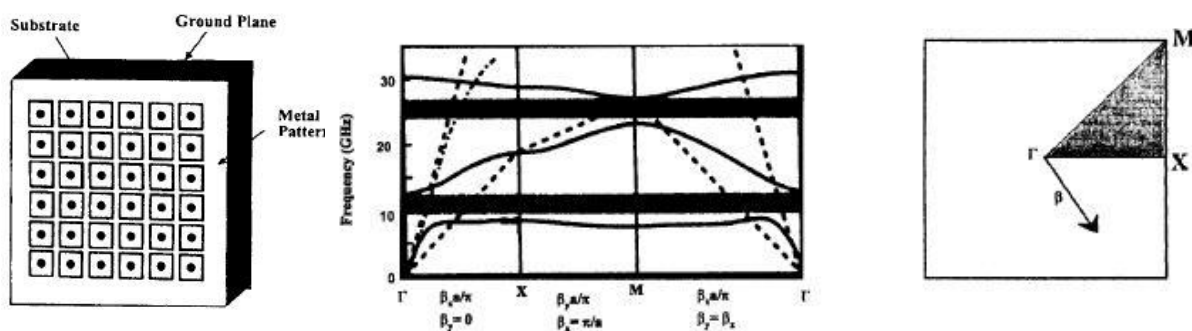


Figura 2.8. Estructura periódica, diagrama de dispersión y zona de Brillouin [34]

La estructura se compone de 36 celdas con geometría rectangular y vía en el centro de las mismas. A la derecha de la imagen se pueden ver las diferentes direcciones del espacio recíproco (Γ , X y M). A esa figura se la denomina como la zona de Brillouin, y el triángulo sombreado corresponde con la zona irreducible de Brillouin. El vector de propagación $\vec{\beta}$ varía en el espacio para cada dirección a lo largo de los lados del triángulo de la zona irreducible. Los tres puntos Γ , X y M corresponden con los siguientes valores para el desfase $\beta_x = \beta_y = 0$; $\beta_x = \pi/a$, $\beta_y = 0$; y $\beta_x = \beta_y = \pi/a$, respectivamente. El lado $\Gamma - X$ se define como $\beta_y = 0$ y β_x va variando. De forma similar para el lado X – M tenemos $\beta_x = \pi/a$ y β_y variable, donde β_x y β_y son los desfases entre los lados de la celda periódica.

En la figura central, el diagrama de dispersión, las líneas discontinuas rectas corresponden con la propagación en el aire y con un medio homogéneo con constante dieléctrica la del sustrato (en este caso de 10.2). La línea punteada a la izquierda del diagrama corresponde con la línea de dispersión del modo TM_0 del bloque de dieléctrico y plano de masa sin las celdas. Este modo es el responsable de las pérdidas debidas a las ondas de superficie en los parches. Las tres líneas continuas representan los tres modos inferiores que se están propagando por la estructura. Como se puede observar existen dos bandas prohibidas que evitan la propagación de las ondas electromagnéticas (marcadas con una línea negra muy gruesa).

EBG con vías

En el caso de la estructura EBG con vías situadas en el borde, la zona irreducible no es la mostrada en el ejemplo anterior, sino que se tiene que considerar una nueva en la que existen cuatro direcciones principales y no tres como en el caso en el que la vía se situaba en el centro del elemento, siendo ésta:

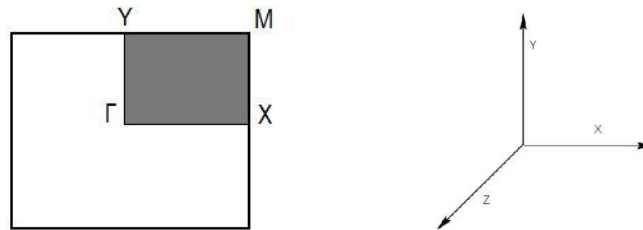


Figura 2.9. Zona irreducible de Brillouin para vías en el borde [35]

Para poder calcular los diagramas de dispersión simplemente se necesita un elemento de la estructura. En primer lugar, se debe realizar el diseño del elemento sobre el sustrato únicamente, a continuación cerrar esta estructura con una columna de aire. Si la periodicidad se produce sobre los ejes X e Y, se deberán seleccionar unas condiciones de contorno periódicas en esos ejes, de esta forma lo que se consigue es simular la condición repetitiva que tiene la EBG. El eje Z deberá seleccionarse como eléctrico, de ahí que no sea necesario incluir en el diseño de la celda el plano de masa. Se necesitan dos variables, una fase correspondiente al eje X y otra correspondiente al eje Y. Para cada punto del espacio en cada dirección se van a ir obteniendo las frecuencias correspondientes a cada modo, y de esta forma se van a definir los diagramas de dispersión.

Las direcciones correspondientes a la zona irreducible mostrada arriba son:

	Dirección $\Gamma - X$	Dirección $X - M$	Dirección $M - Y$	Dirección $Y - \Gamma$
Fase X	Varía de 0° a 180°	180°	Varía de 180° a 0°	0°
Fase Y	0°	Varía de 0° a 180°	180°	Varía de 180° a 0°

Tabla 2.2. Direcciones de la zona irreducible de Brillouin

Por tanto, haciendo uso de la herramienta “Eigenmode Solver” que proporciona el CST se van a realizar los cálculos para cada una de las cuatro direcciones, obteniendo así el diagrama de dispersión para el número de modos que se deseen, en este caso se definen los siete primeros modos. Existen dos posibilidades para ello, la primera es mediante una subrutina y la segunda hallando directamente las frecuencias de cada modo.

Los resultados que se mostrarán a continuación, y también en el caso de la EBG con paredes metálicas, han sido realizados para las celdas con los tamaños iniciales que se indicaban en la tabla del apartado anterior.

Estas cuatro figuras corresponden con el resultado obtenido para los siete primeros modos, con el sustrato textil y la vía en el borde. Cada una de ellas corresponde con un lado del rectángulo de la zona irreducible. Para conseguir los diagramas de dispersión finales que se mostrarán a continuación, es necesario tratar los datos que se obtienen para cada dirección. Además, en los diagramas finales no se mostrarán los siete primeros modos, sino sólo los dos primeros.

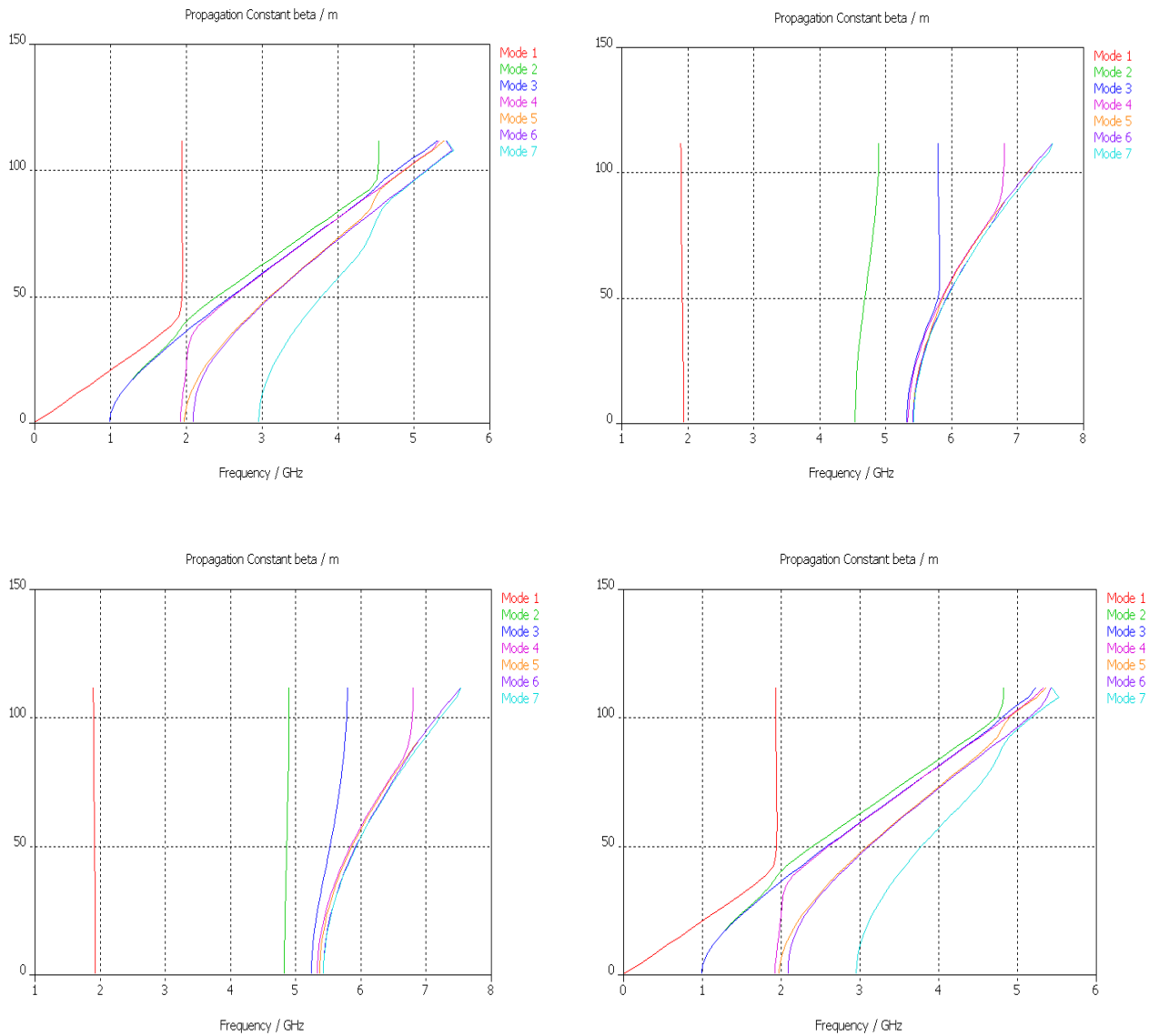


Figura 2.10. Diagramas de dispersión en las cuatro direcciones de la zona irreducible de Brillouin

El diagrama de dispersión obtenido para el caso de una estructura EBG con vías y un sustrato de permitividad relativa de 1.38 es:

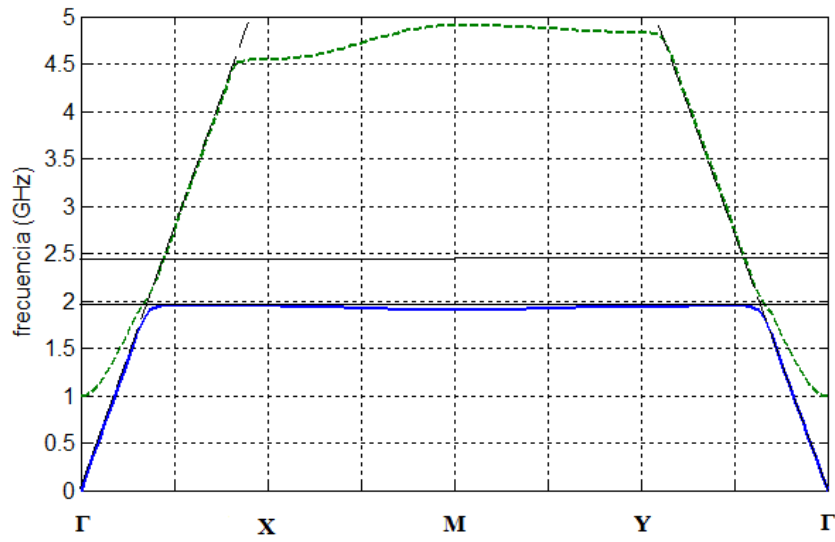


Figura 2.11. Diagrama de dispersión para EBG con vías y sustrato 1

Para un sustrato cuya permitividad relativa sea de 4.5 tenemos:

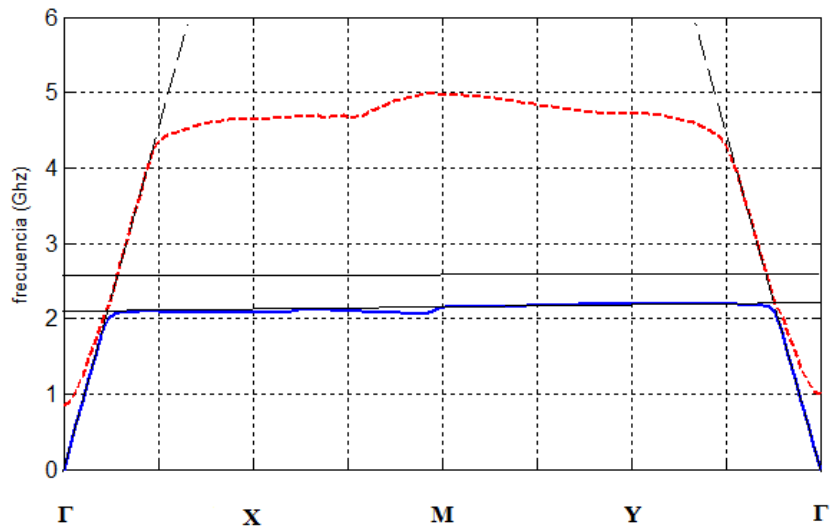


Figura 2.12. Diagrama de dispersión para EBG con vías y sustrato 2

EBG con paredes metálicas

El diagrama de dispersión obtenido para el caso de una estructura EBG con paredes y un sustrato de permitividad relativa de 1.38 es:

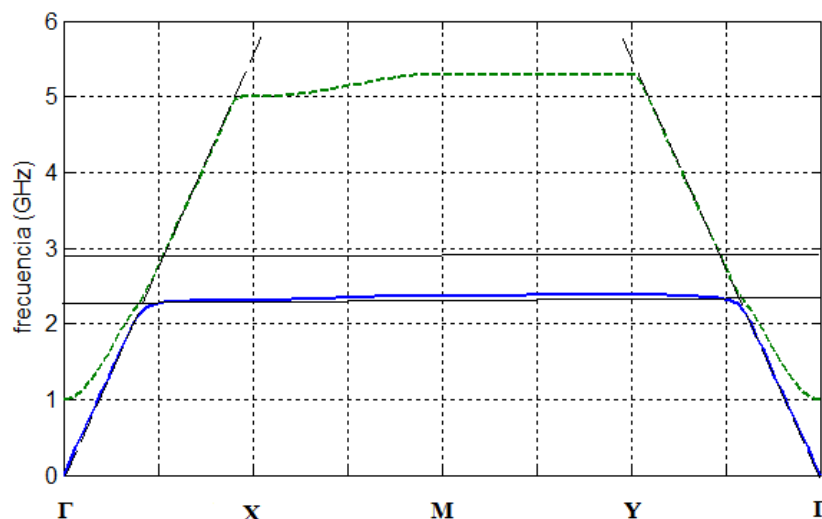


Figura 2.13. Diagrama de dispersión para EBG con paredes metálicas y sustrato 1

No se muestra el diagrama de dispersión en el caso del sustrato de fibra de vidrio debido a que tiene mayor interés para el caso textil, en el que simplemente habría que coser un lateral de la celda.

Los tres diagramas mostrados han sido realizados con otra versión del simulador, CST 2005. A priori, en todos los casos parece que la banda prohibida incluye la frecuencia de resonancia del parche.

2.4.3 Obtención de parámetros s_{21}

Otra forma de obtener la banda prohibida es mediante los parámetros S, y más concretamente con el s_{21} . Existen diversas técnicas para ello, y en este trabajo se han realizado dos: la primera de ellas mediante una línea microstrip suspendida y la segunda simplemente hallando el parámetro s_{21} directamente sobre la estructura.

Línea microstrip suspendida

Uno de los métodos más utilizados para poder situar la banda prohibida de una estructura EBG es la utilización de una línea microstrip suspendida. Es decir, gracias a la colocación de una línea microstrip sobre la EBG y hallando su parámetro de transmisión seríamos capaces de obtener de forma bastante exacta cual es la banda para la que se podría suprimir la radiación trasera.

Para poder llevar a cabo este método no será necesario utilizar toda la estructura EBG, sino que con parte de ella será suficiente. Por tanto, se tomará parte de la EBG, con una estructura de 4x3 bastará. La línea microstrip estará centrada y se situará cerca de los elementos, siendo la distancia de 0.5 mm sobre éstos. Será necesario que la línea microstrip sea una línea de 50 Ω para que exista adaptación. Para asegurar la utilización de una línea de 50 Ω se puede utilizar la calculadora de impedancia de línea que proporciona el CST introduciendo los parámetros necesarios para ello.

El siguiente cuadro muestra cuales son los valores de ese ancho de línea que se necesita dependiendo del sustrato utilizado:

	Ancho de Línea Microstrip Suspendida
Substrato 1	6.86 mm
Substrato 2	4.22 mm

Tabla 2.3. Valores de la línea suspendida

Los puertos utilizados para la simulación han sido guías de onda con un ancho unas cuatro veces el ancho de la línea y una altura de unas cinco veces la altura del sustrato. En las siguientes figuras se puede ver el diseño del modelo:

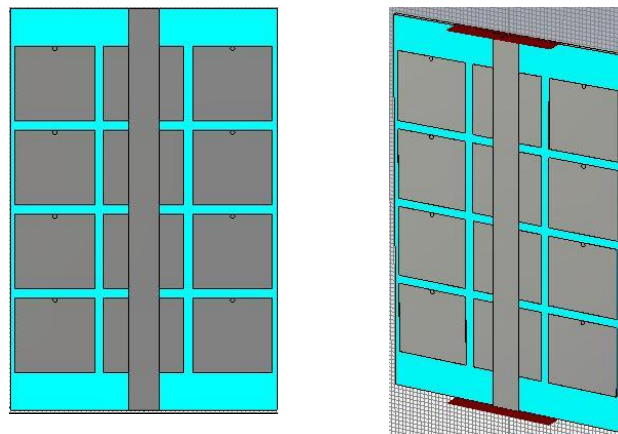


Figura 2.14. Diseño de EBG con vías junto con línea microstrip suspendida: vista frontal y lateral con puertos

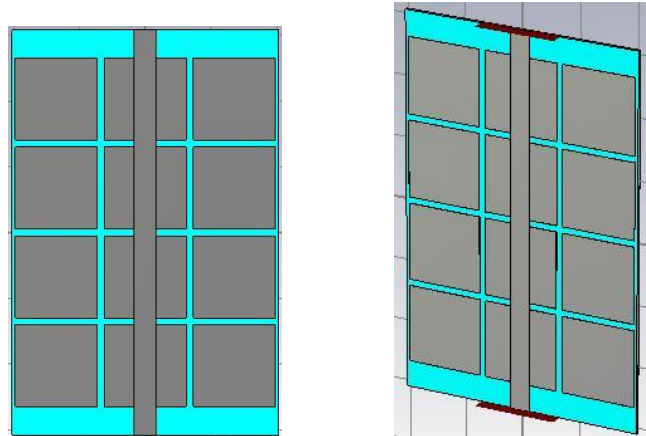


Figura 2.15. Diseño de EBG con paredes metálicas junto con línea microstrip suspendida: vista frontal y lateral con puertos

Ahora se muestran las diferentes simulaciones realizadas para cada modelo:

- **EBG con vías y sustrato 1**

Para estimar el rango de la banda prohibida se va a considerar un nivel de rechazo de -10dB para el parámetro s21. En la siguiente figura se observa el resultado de la simulación con el tamaño inicial de las celdas (26 mm x 26 mm):

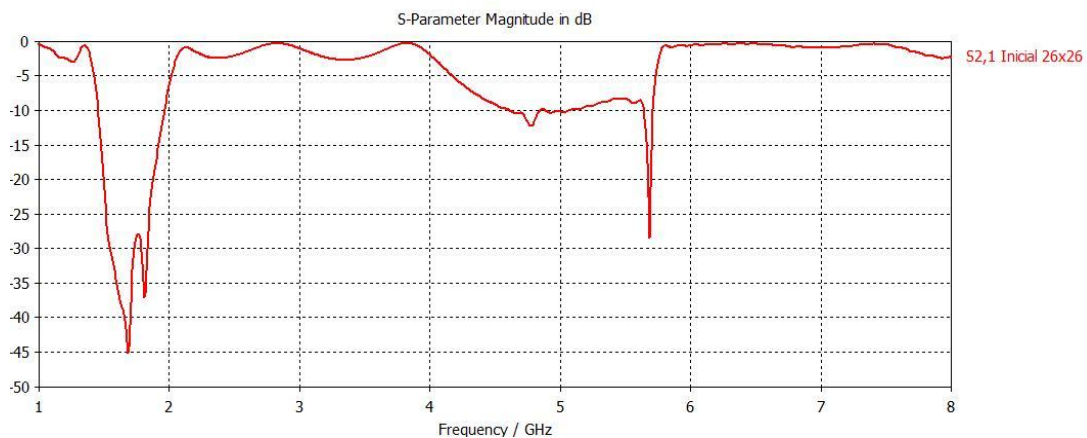


Figura 2.16. Resultados de la simulación de la EBG con vías, sustrato 1, tamaño inicial y línea

Este resultado no coincide con el que se obtuvo con los diagramas de dispersión, las posibles causas de esto pueden ser: la versión del simulador, ya que, se utilizan versiones diferentes, el mallado utilizado...

En la figura se observa como la banda prohibida se encuentra por debajo de 2 GHz, cuando nuestra frecuencia de interés es de 2.45 GHz, por tanto se necesita que esa banda se desplace hacia frecuencias mayores. Para poder conseguir el objetivo se deberán modificar las dimensiones de las celdas para ver qué efecto produce en el rango de la banda.

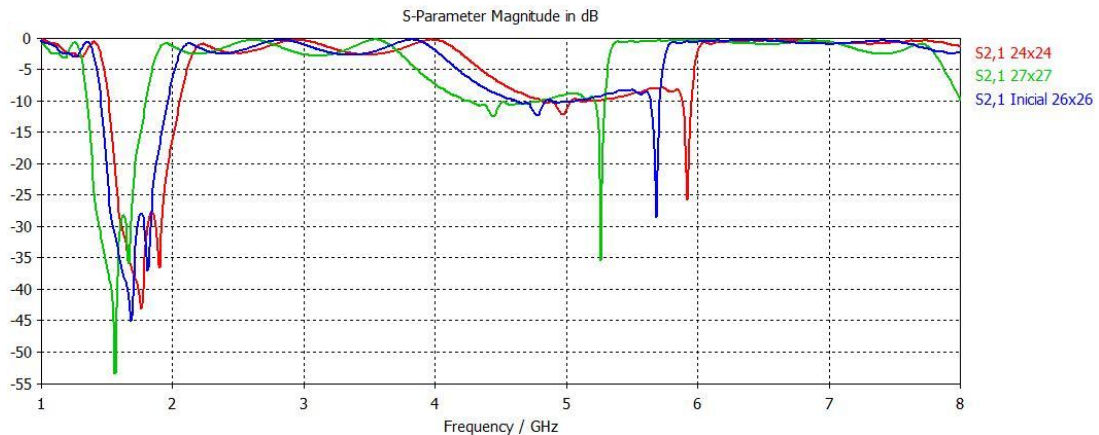


Figura 2.17. Resultados de la simulación modificando las dimensiones de los elementos de la EBG con vías, substrato 1 y línea

En la figura anterior se puede apreciar que al aumentar tanto el ancho como el largo de los elementos se consigue un desplazamiento a frecuencias más pequeñas, en cambio, al disminuir ambas dimensiones el efecto es el contrario, se desplaza a frecuencias mayores, que es el objetivo que se persigue.

Se han realizado diversas simulaciones para ver de qué forma afecta el aumentar o disminuir tanto el ancho como el largo. Si se deja una de las dimensiones fija y la otra se aumenta lo que se consigue es un desplazamiento hacia frecuencias menores, en cambio si se disminuye se irá a frecuencias mayores. Realmente no es determinante el hecho de fijar el ancho o el largo, ya que, los resultados son bastante similares. Por tanto, se decidió fijar un valor para el ancho e ir modificando el largo. El valor inicial del ancho se llegó a fijar viendo de qué forma variaba el resultado con respecto a la frecuencia, dicho valor permanecerá fijo durante el estudio. En la siguiente figura se observan los efectos que se han nombrado (fijando el ancho):

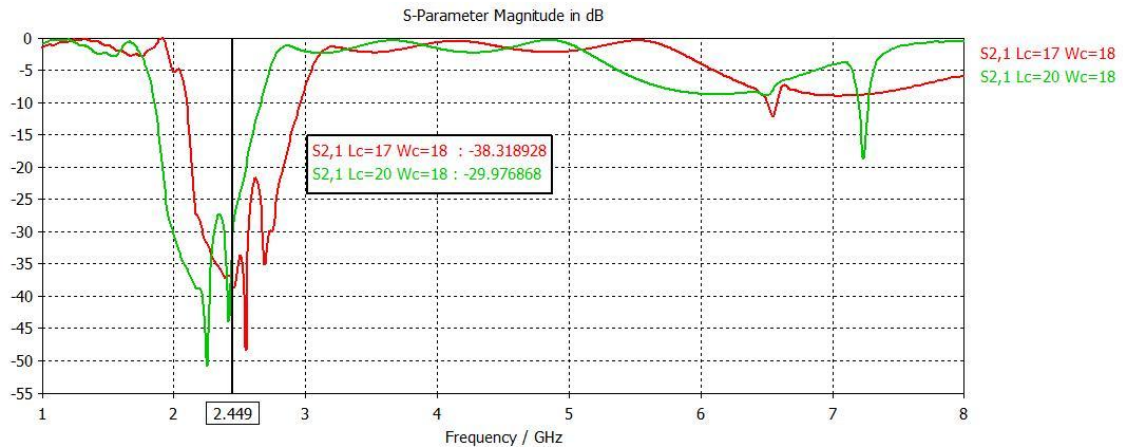


Figura 2.18. Resultados de la simulación con ancho del elemento fijo para EBG con vías, substrato 1 y línea

Se aprecia que al aumentar el largo del elemento la banda se mueve a frecuencias menores. Tanto uno como otro serían válidos ya que engloban la frecuencia de interés, pero se intentó ajustar un poco más para que los 2.45 GHz estuvieran más centrados.

Finalmente, la simulación con mejores resultados es la que se muestra a continuación, donde se puede ver que la banda prohibida comienza a unos 2.19 GHz y termina en 3.08 GHz aproximadamente. Por tanto, el ancho total de la banda es de 0.89 GHz.

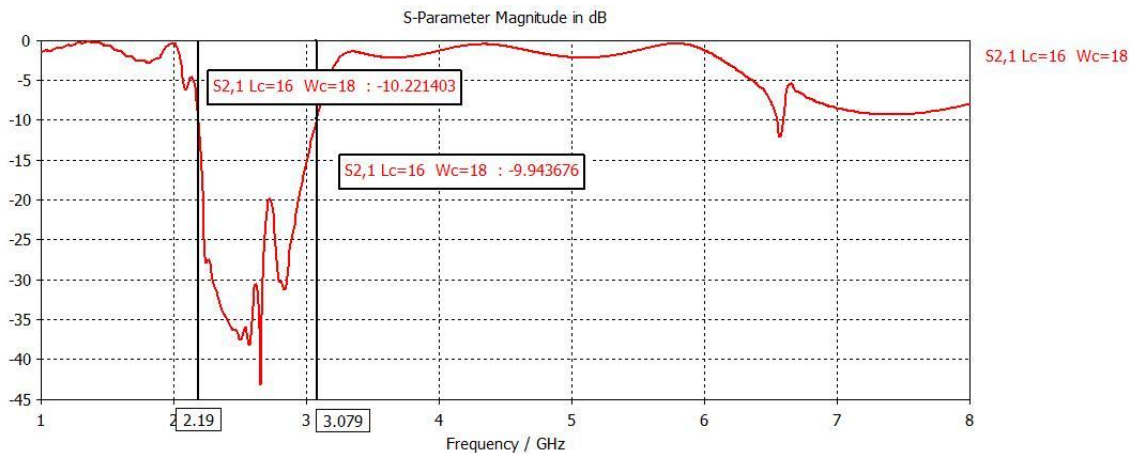


Figura 2.19. Mejor resultado para la EBG con vías, substrato 1 y línea

▪ EBG con vías y substrato 2

La única diferencia existente con el caso anterior es el substrato, que ahora es mayor. La siguiente figura muestra la simulación con las dimensiones iniciales, en esta

ocasión también se puede observar que la banda prohibida no se encuentra donde interesaría, por lo que se deberán variar de nuevo las dimensiones de los elementos.

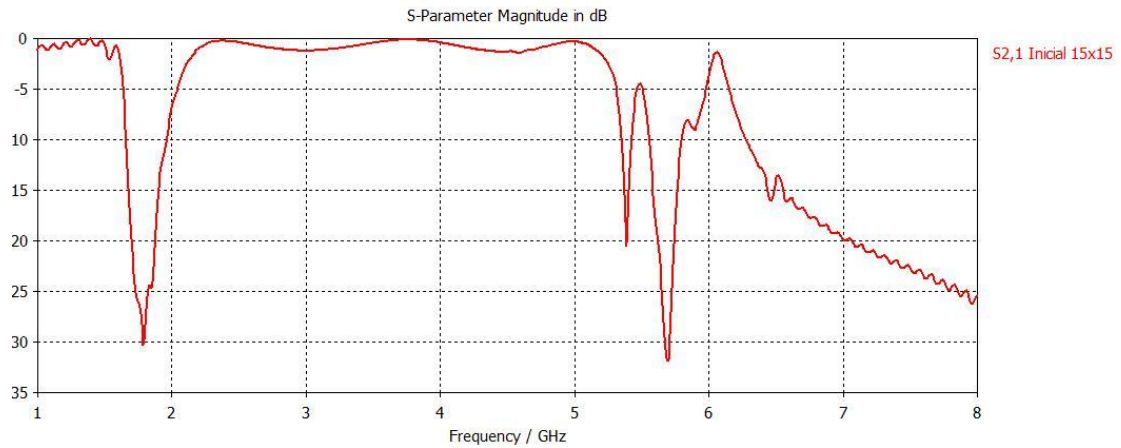


Figura 2.20. Resultados de la simulación de la EBG con vías, sustrato 2, tamaño inicial y línea

Los efectos que se han descrito para el diseño anterior también son aplicables para este, por tanto, simplemente se mostrará el mejor resultado. Para dicha simulación la banda prohibida comienza a 2.25 GHz y termina a unos 2.70 GHz, por lo que el ancho total de la banda es de 0.45 GHz

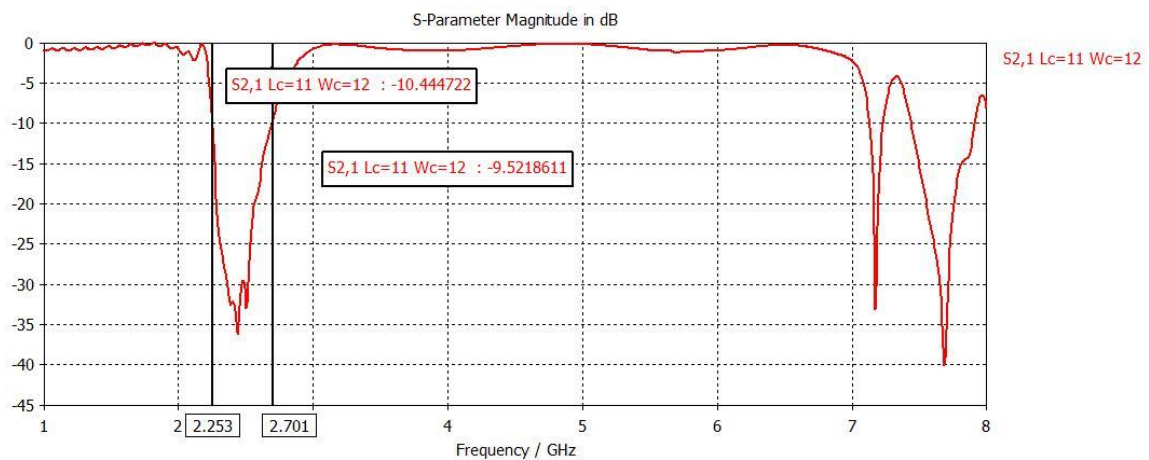


Figura 2.21. Mejor resultado para la EBG con vías, sustrato 2 y línea

Si se comparan las bandas prohibidas de los dos modelos se ve como el correspondiente al sustrato 1 es mayor, justo el doble, que la del sustrato 2.

▪ EBG con paredes metálicas y sustrato 1

Ahora se han sustituido las vías por paredes metálicas para cada elemento. Este es el caso en el que se aplica el sustrato 1. Directamente con las dimensiones iniciales

se consigue una banda prohibida con unas condiciones adecuadas. La banda comienza en 2.14 GHz y termina en 2.86 GHz, por lo que el rango de la banda es aproximadamente de 0.72 GHz.

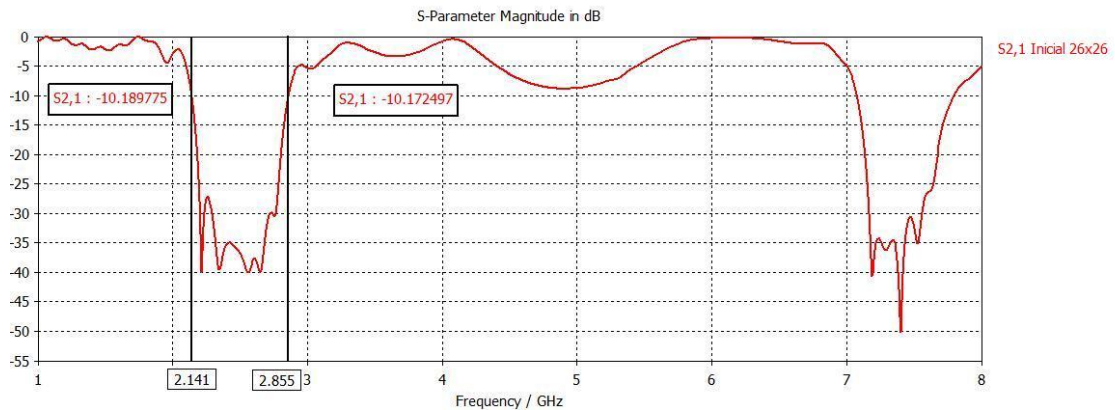


Figura 2.22. Mejor resultado para la EBG con paredes metálicas, substrato 1 y línea

▪ EBG con paredes metálicas y substrato 2

En esta ocasión simplemente se sustituye el substrato por uno cuya permitividad es mayor y se observa lo mismo que en el anterior, las medidas iniciales son correctas y dan los resultados que se persiguen. La banda prohibida comienza en 2.20 GHz y termina en 2.73 GHz, por tanto su rango es de unos 0.53 GHz.

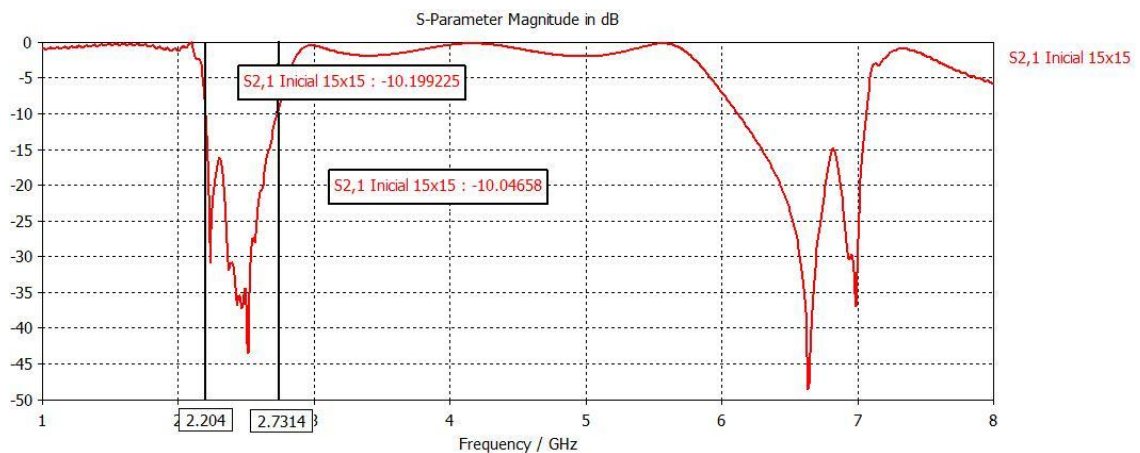


Figura 2.23. Mejor resultado para la EBG con paredes metálicas, substrato 2 y línea

Al igual que ocurría con los modelos con vías, se obtiene una banda prohibida mayor cuando la permitividad del substrato utilizado es más pequeño.

En la tabla siguiente se muestra un resumen de las bandas prohibidas obtenidas con las simulaciones que producen mejores resultados:

	EBG Vías Substrato 1	EBG Vías Substrato 2	EBG Paredes Substrato 1	EBG Paredes Substrato 2
Inicio	2.19 GHz	2.25 GHz	2.14 GHz	2.20 GHz
Final	3.08 GHz	2.70 GHz	2.86 GHz	2.73 GHz
Rango	890 MHz	450 MHz	720 MHz	530 MHz

Tabla 2.4. Bandas prohibidas obtenidas con vías y paredes metálicas utilizando los parámetros S

Se puede ver como las bandas comienzan en frecuencias bastante similares cuando el sustrato utilizado es el mismo pero los elementos cuentan con vías o paredes metálicas. También se observa que los rangos de las bandas prohibidas son bastante parecidos (890 MHz y 720 MHz en el caso del sustrato 1 y 450 MHz y 530 MHz para el sustrato 2), por lo que el uso de vías o paredes metálicas no es algo determinante, no se obtienen unas mejoras notables.

Parámetro s_{21} sobre EBG

En este apartado se va a tratar el segundo método para poder hallar el parámetro de transmisión, s_{21} . Para ello se utilizará la estructura EBG completa, es decir, con 16 elementos, y se colocará un puerto a cada extremo, más concretamente uno del tipo guía de onda. El puerto 1 será el situado justo en el mismo lateral donde están las vías o paredes metálicas, mientras que el puerto 2 estará en el lateral opuesto. Se muestra una figura en la que se ve la disposición del modelo:

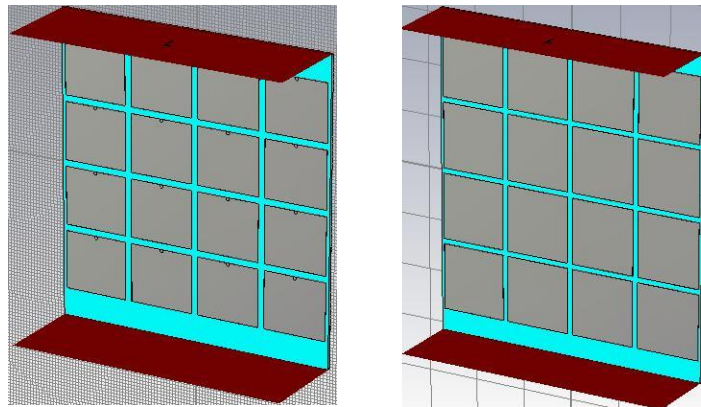


Figura 2.24. Simulación del parámetro s_{21} directo: modelo con vías y modelo con paredes metálicas

Tras comprobar que para puertos con tamaño de ancho pequeño daba problemas, se optó por cubrir todo el ancho de la estructura ya que producía mejores resultados. Sobre su altura se hicieron diversas pruebas, comprobando que para la banda que interesa (marcada con un recuadro negro en la figura) para determinado tamaño la simulación se estabiliza. Esto se refleja en la siguiente figura:

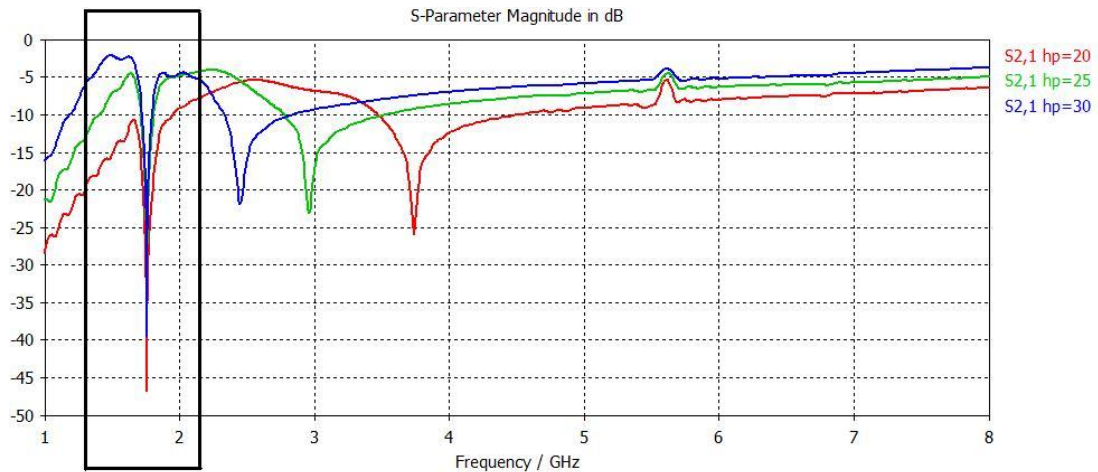


Figura 2.25. Simulación con diferentes alturas de puerto

Se puede ver como cuando la altura es de 25 mm y de 30 mm prácticamente se tiene el mismo resultado. Por tanto, para realizar las simulaciones necesarias se fijará la altura del puerto a 30 mm.

Ahora se muestran las diferentes simulaciones realizadas para cada modelo. Las dimensiones iniciales que se han considerado han sido las óptimas que se obtuvieron cuando se aplicó el método de la línea microstrip suspendida.

▪ EBG con vías y substrato 1

Se simula con las mejores dimensiones encontradas en el apartado anterior, como se puede observar en la figura la frecuencia a la que se sitúa la banda prohibida está a unos 300 MHz por encima de la frecuencia que interesa, por lo que se deberán modificar las dimensiones de las celdas para lograr tener una banda prohibida centrada a unos 2.45 GHz.

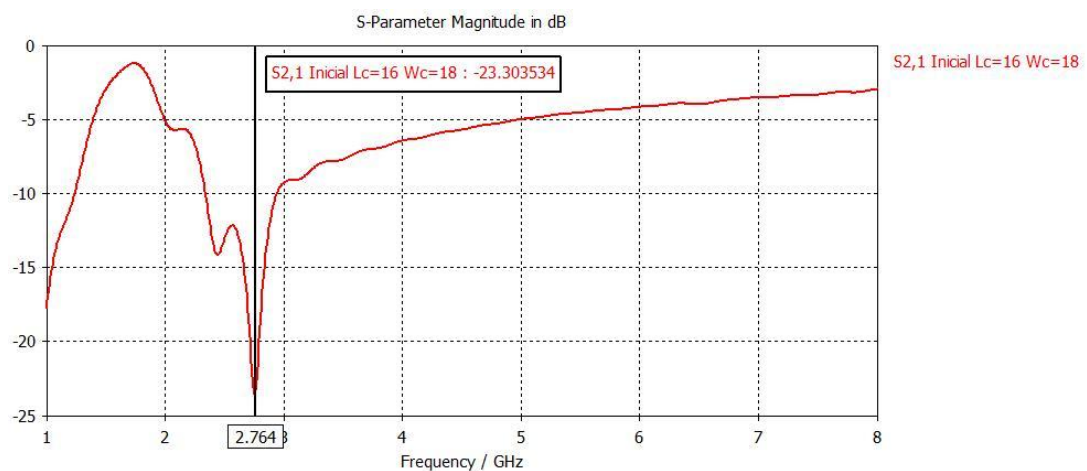


Figura 2.26. Resultados de la simulación de la EBG con vías, substrato 1, tamaño inicial y sin línea

Se ha comprobado mediante simulaciones que variando las dimensiones de la celda se observan los mismos cambios que en el apartado anterior, es decir, en caso de aumentar una de las dimensiones nos moveremos a menor frecuencia y si la disminuimos la frecuencia obtenida será mayor. Estos efectos se pueden visualizar en la siguiente figura:

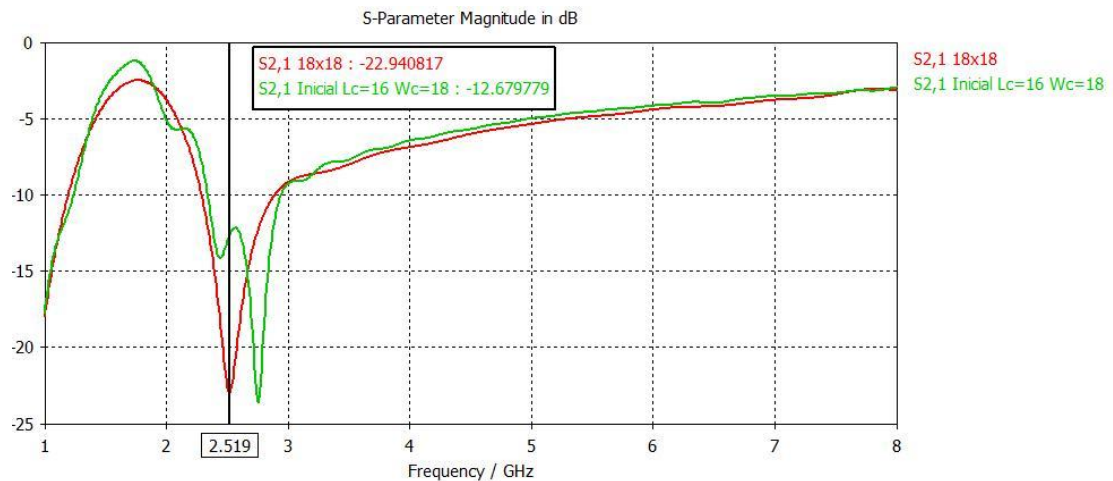


Figura 2.27. Resultados de la simulación de la EBG con vías, sustrato 1 y sin línea

Si se aumenta el largo del elemento se ve como la banda se sitúa en frecuencias más pequeñas, pero aún no es suficiente, por lo que se deberán seguir disminuyendo las dimensiones para lograr centrar la banda a la frecuencia de interés.

Tras varias simulaciones se comprueba como las dimensiones más adecuadas son: largo de la celda de 18 mm y ancho de la celda de 20 mm. Éstas hacen que la banda prohibida se posicione en 2.45 GHz, y el ancho total de la banda sea aproximadamente de 0.50 GHz.

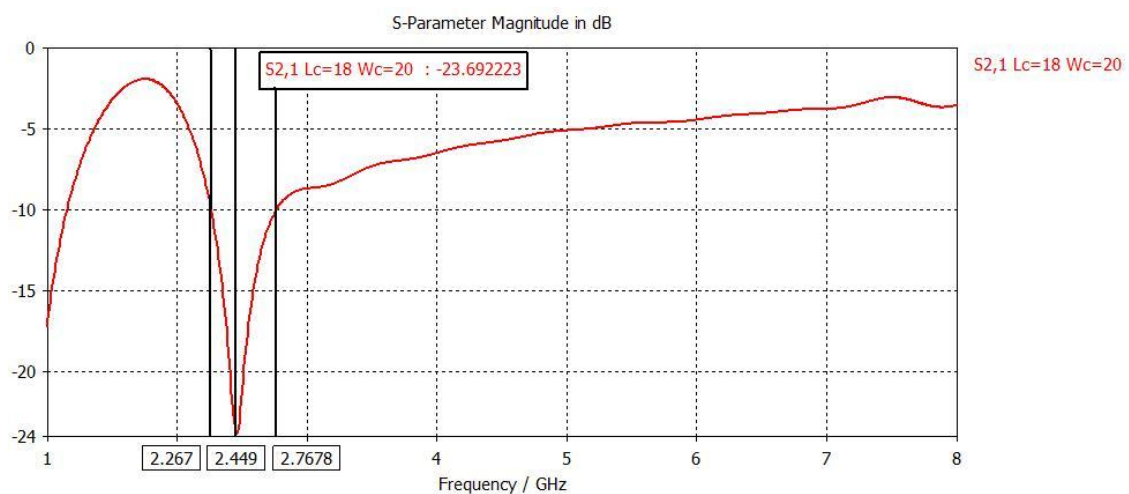


Figura 2.28. Mejor resultado para la EBG con vías, sustrato 1 y sin línea

▪ EBG con vías y substrato 2

Este modelo funciona correctamente para los valores que se obtuvieron con la línea suspendida. Se puede observar como la banda prohibida se centra a la frecuencia de 2.45 GHz y su ancho total es aproximadamente de 0.41 GHz. Si además se comparan ambas simulaciones se ve como los valores obtenidos son bastante similares, y al igual que ocurría con la línea suspendida el rango de la banda prohibida para el substrato 2 es menor.

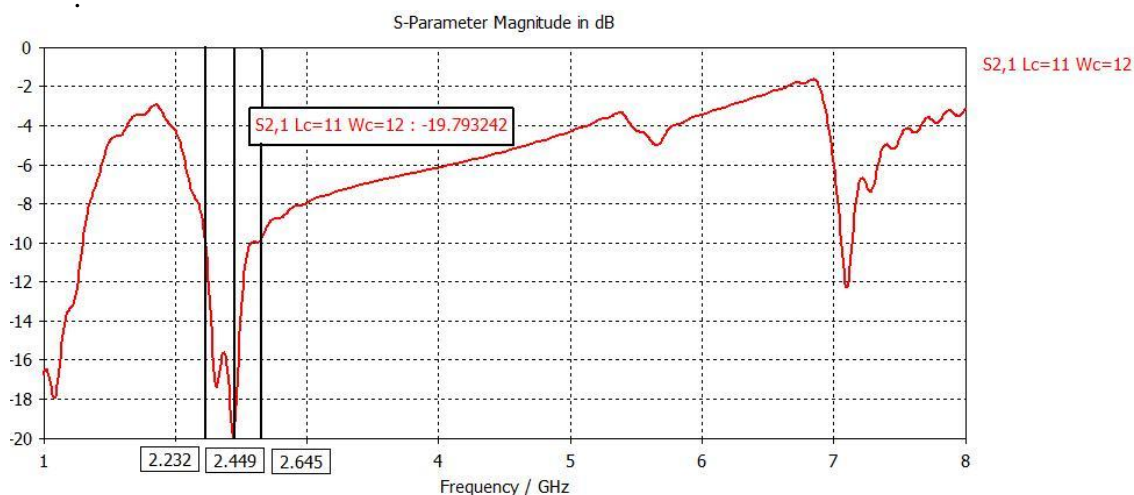


Figura 2.29. Mejor resultado para la EBG con vías, substrato 2 y sin línea

▪ EBG con paredes metálicas y substrato 1

Al igual que se realizó en los casos previos, primeramente se simula con las dimensiones óptimas que se encontraron. Se aprecia que para este modelo no son las adecuadas ya que la frecuencia está ligeramente desplazada hacia frecuencias mayores, por lo que se debería tratar de variar el tamaño de los elementos. Se realizan diversas pruebas, algunas de las cuales se incluyen en la siguiente figura, para ver como afectaba a los resultados, y de esta forma encontrar los valores más indicados.

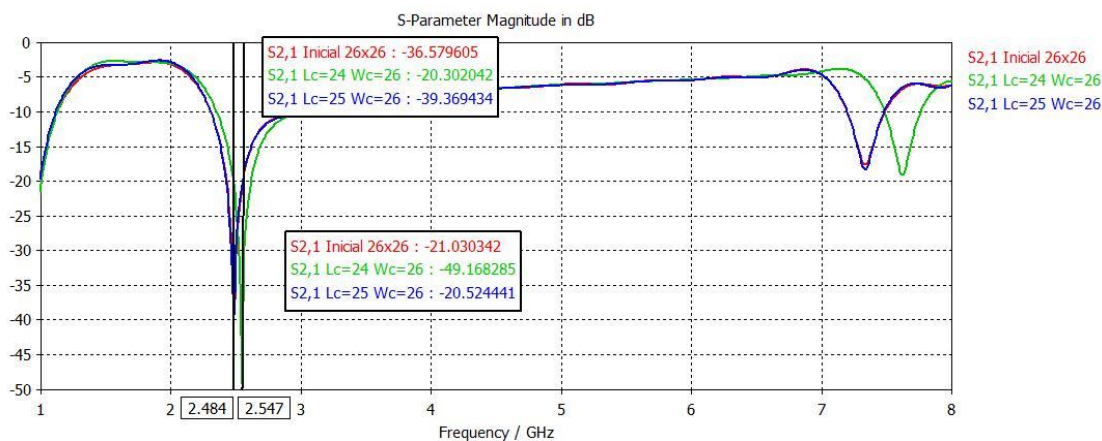


Figura 2.30. Resultados de la simulación de la EBG con paredes metálicas, substrato 1 y sin línea

Tras varias simulaciones, se ve que las dimensiones más idóneas son bastante similares a las iniciales, ya que son $L_c=25.5$ mm y $W_c=25$ mm. Con ellas se consigue una banda prohibida total de unos 0.70 GHz, con inicio en 2.30 GHz y final en 3 GHz.

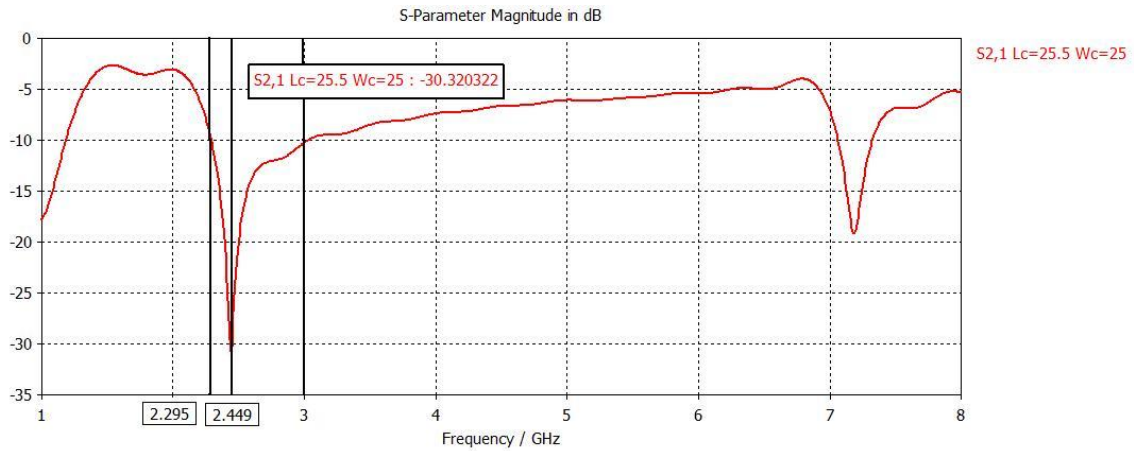


Figura 2.31. Mejor resultado para la EBG con paredes metálicas, substrato 1 y sin línea

▪ EBG con paredes metálicas y substrato 2

Para este último diseño nos encontramos en una situación similar a la anterior, es necesario hacer un ajuste a las dimensiones. En la siguiente gráfica se puede ver como los resultados iniciales distan un poco del valor ideal y será necesario realizar un ajuste.

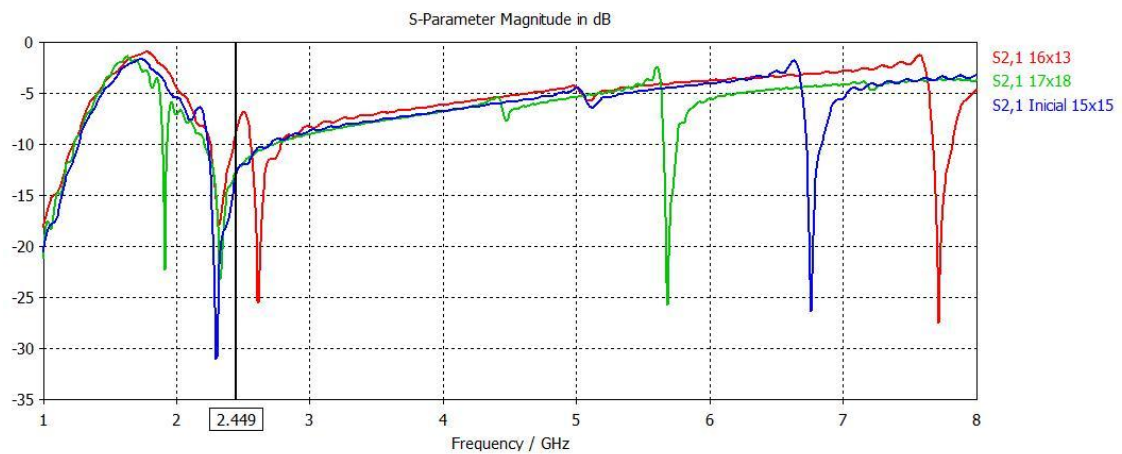


Figura 2.32. Resultados de la simulación de la EBG con paredes metálicas, substrato 2 y sin línea

Finalmente se alcanzan los valores de interés obteniendo una banda prohibida centrada en 2.45 GHz, cuyo inicio se sitúa en 2.25 GHz y final en 2.68 GHz, por lo que su banda total es de aproximadamente 0.43 GHz.

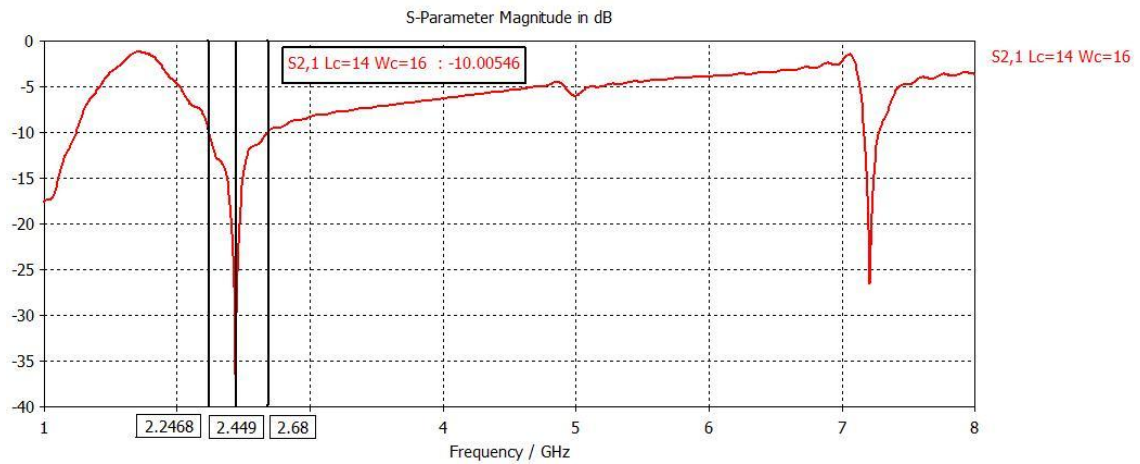


Figura 2.33. Mejor resultado para la EBG con paredes metálicas, sustrato 2 y sin línea

Como era de esperar la banda prohibida que se obtiene con el sustrato 1 es un poco mayor pero sus frecuencias de inicio y finalización tienen una gran similitud.

A continuación se muestra una tabla resumen para poder ver las diferencias entre ambos métodos y saber cuáles son las dimensiones más indicadas para cada diseño:

	Sustrato 1				Sustrato 2			
	Línea Suspen.	Parám. Directo	Línea Suspen.	Parám. Directo	Línea Suspen.	Parám. Directo	Línea Suspen.	Parám. Directo
	EBG con Vías	EBG con Vías	EBG con Paredes	EBG con Paredes	EBG con Vías	EBG con Vías	EBG con Paredes	EBG con Paredes
Inicio Banda (GHz)	2.19	2.27	2.14	2.30	2.15	2.23	2.20	2.25
Fin Banda (GHz)	3.08	2.77	2.86	3	2.70	2.65	2.73	2.68
Total Banda (MHz)	890	500	720	700	550	420	530	430
L elem. (mm)	16	18	26	25.5	11	11	15	14
W elem. (mm)	18	20	26	25	12	12	15	16

Tabla 2.5. Resumen de los resultados obtenidos tras el análisis de las estructuras EBG

Si nos fijamos en la tabla podemos apreciar que cuando se usa la línea suspendida el valor de inicio de la banda prohibida en todos los casos es levemente inferior. Esto ocasiona que en la mayoría de los casos el rango total de la banda sea mayor. Solamente en el modelo de EBG con vías y sustrato 1 la diferencia con los resultados obtenidos con los parámetros s_{21} directamente es notable. Pero en cambio, las dimensiones son bastante similares. En el resto de casos las dimensiones también son muy parecidas, e incluso las mismas. Esta pequeña variación puede ser debida a que la línea al estar sobre metal ejerce un pequeño efecto capacitivo que afecta directamente a la frecuencia, y en consecuencia, a las dimensiones.

Capítulo 3

Integración del parche y la estructura EBG

En este capítulo se analizan las propiedades de un parche alimentado con sonda coaxial y, tras la integración con diferentes diseños de estructura (EBG), se estudia de qué forma es modificado su comportamiento. Para ello se analiza el parámetro de reflexión, la ganancia, la onda de superficie mediante la distribución de campo y con sondas en distintas posiciones de la estructura. Además, se realiza un programa en matlab para poder cuantificar el parámetro front/back.

Los diseños analizados son los que mejores resultados presentaban en las simulaciones realizadas. Se expone una solución para un sustrato textil y otra para sustrato de fibra de vidrio.

3.1 Diseño del parche

El tipo de antena elegido como elemento radiante ha sido un parche por su versatilidad a la hora de seleccionar la frecuencia de resonancia, la facilidad que confiere a la implementación del diseño, así como por la asequibilidad que supone su construcción. Además, presenta buenas características en adaptación en bandas no muy anchas.

Parche alimentado con sonda coaxial

El diseño consiste en un parche rectangular alimentado con una sonda coaxial. Partiendo del hecho de que se desea que su frecuencia de resonancia sea de 2.45 GHz, se pueden realizar los cálculos de las dimensiones aproximadas del parche gracias a las ecuaciones del “Modelo de Línea de Transmisión” expuesto en el capítulo uno.

Si la longitud del parche se varía se consigue desplazar en frecuencia, si se aumenta ésta se desplaza hacia frecuencias mayores. Si lo que se varía es el ancho afecta a la adaptación, a mayor ancho mayor adaptación.

En las siguientes figuras se muestra el diseño del parche y las dimensiones finales utilizadas.

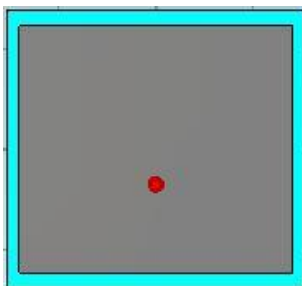


Figura 3.1. Diseño del parche con sonda sonda coaxial

	L_p (mm)	W_p (mm)
$\epsilon_r = 1.38$	49.5	56.1
$\epsilon_r = 4.5$	27.6	37

Tabla 3.1. Dimensiones del parche con sonda coaxial para $f=2.45$ GHz

Los resultados que se muestran son para una permitividad del sustrato de $\epsilon_r=1.38$. El parámetro de reflexión que se obtiene presenta una adaptación buena, de prácticamente -30 dB, mientras que en los diagramas de radiación se puede ver como sigue existiendo radiación trasera que se deberá reducir lo máximo posible.

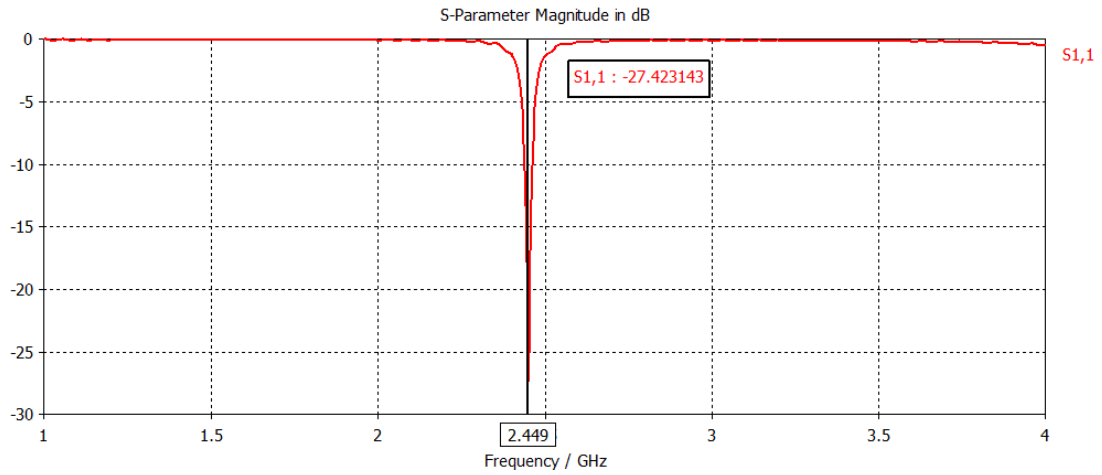


Figura 3.2. Parámetro de reflexión del parche alimentado con sonda coaxial y sustrato con $\epsilon_r=1.38$

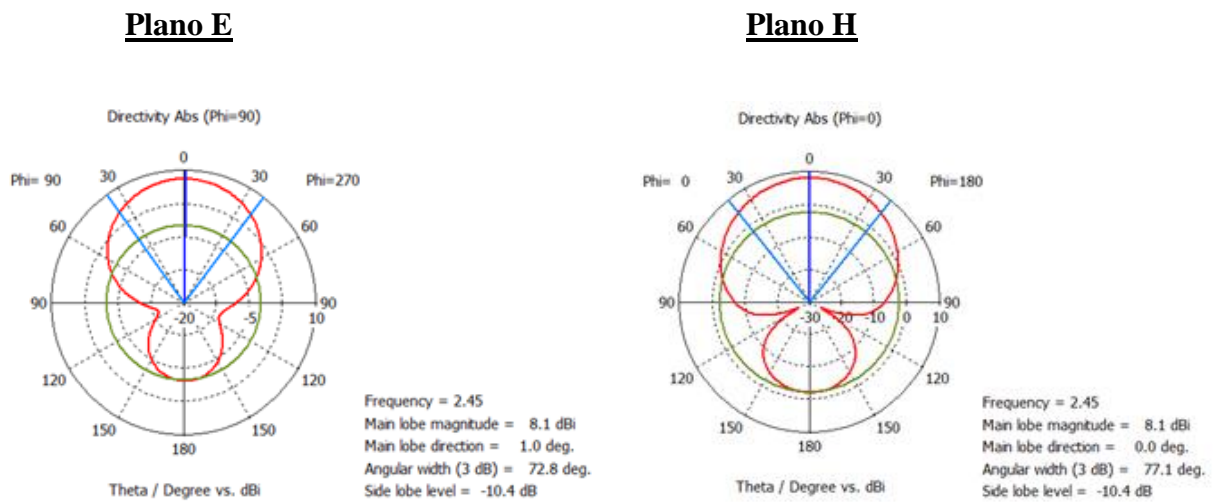


Figura 3.3. Diagramas de radiación en plano E y plano H del parche alimentado con sonda coaxial y sustrato $\epsilon_r=1.38$

3.2 Parche con EBG

Se han considerado cuatro tipos de modelos para analizar. En primer lugar se analizó el parche solo para ver cuál era su comportamiento (expuesto en el apartado anterior), y en segundo lugar se incluyó este parche en una estructura EBG para comprobar de qué forma modificaba su comportamiento. Se han utilizado tres tipos de estructura EBG: con una hilera, con dos hileras y con tres hileras.

Para poder hacer una comparación justa entre todos los resultados, se ha fijado una medida del plano de masa. En este caso, el plano de masa utilizado es el que se utilizaría con una EBG de tres hileras, dejando un margen de unos 5 mm por cada lado.

La sonda para poder excitar el parche sigue posicionada a 7 mm por debajo del centro de la estructura (respecto del eje y). Los elementos que componen la EBG tienen las dimensiones correspondientes a los analizados con parámetro directo con vías del capítulo anterior.

Además, se ha analizado de qué forma afecta la distancia de la EBG al parche, utilizando dos modelos para ello: uno a una distancia aproximada de medio elemento de EBG, y otro a una distancia de un elemento de EBG aproximadamente.

Se muestra una tabla detallando las dimensiones utilizadas para cada configuración, así como una figura para ver las cuatro disposiciones analizadas:

	$\epsilon_r = 1.38$						$\epsilon_r = 4.5$					
	EBG separación 1/2 elemento			EBG separación 1 elemento			EBG separación 1/2 elemento			EBG separación 1 elemento		
L_{parche} (mm)	49.6			49.6			27.7			27.7		
W_{parche} (mm)	54			54			40			42		
L_{elemento} (mm)	18			18			11			11		
W_{elemento} (mm)	20			20			12			12		
$L_{\text{plano_masa}}$ (mm)	208			228			138			151		
$W_{\text{plano_masa}}$ (mm)	228			250			148			162		
Nº elementos	1EBG	2EBG	3EBG	1EBG	2EBG	3EBG	1EBG	2EBG	3EBG	1EBG	2EBG	3EBG
	20	48	84	24	56	96	20	48	84	24	56	96

Tabla 3.2. Dimensiones utilizadas para los diseños desarrollados

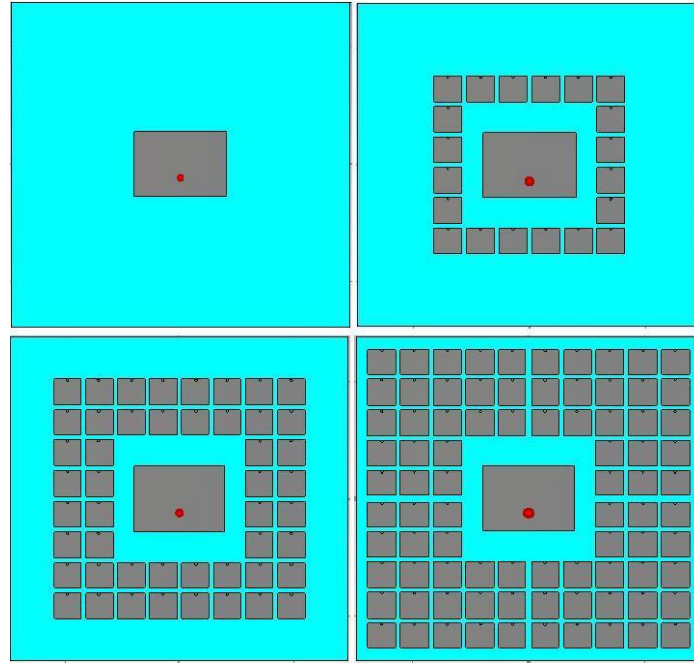


Figura 3.4. Configuración de los cuatro diseños desarrollados

3.3 Estudio del diseño preliminar

Se realizaron múltiples simulaciones sobre los modelos descritos en el apartado anterior para comprobar de qué forma se comportaba la antena. Para una frecuencia de 2.45 GHz, que fue la frecuencia que se fijó en un principio, la simulación con mejores resultados fue la del modelo en material textil y con la mayor distancia entre el parche y la EBG.

En los siguientes apartados se pueden ver los resultados obtenidos, en los que se analizan: parámetro de reflexión (S_{11}), onda de superficie, curva de ganancia y parámetro front/back.

Parámetro S_{11}

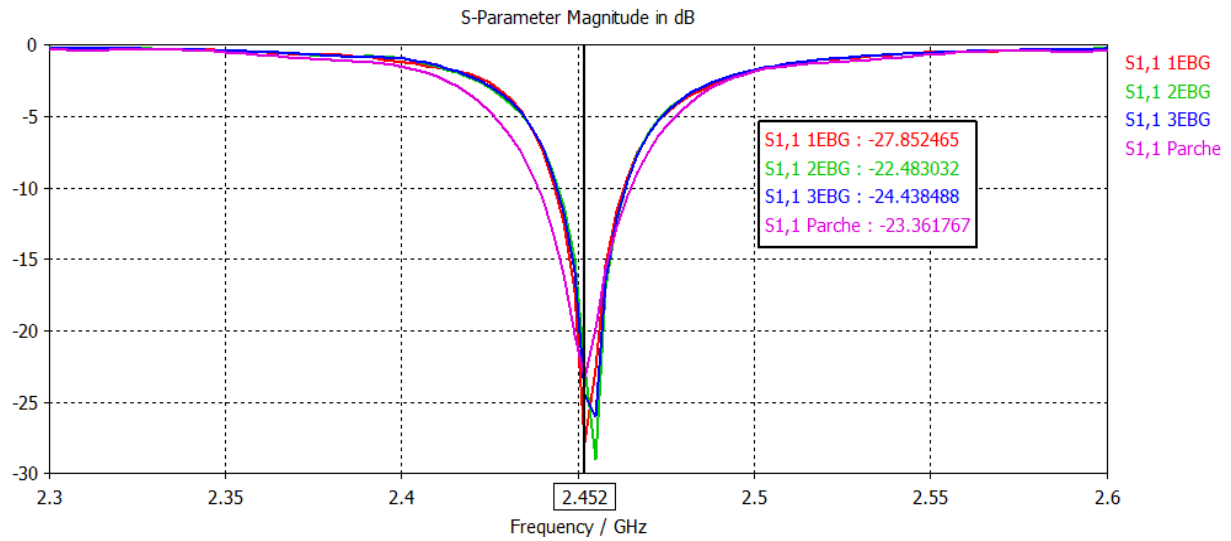


Figura 3.5. Parámetro de reflexión para las cuatro configuraciones con $\epsilon_r=1.38$

Como se observa en la figura, la integración del parche con la estructura EBG no provoca cambios significativos. Los valores que se obtienen son muy similares y la única apreciación que podemos ver es una pequeña desviación a la derecha para la máxima adaptación.

Onda de superficie

Para poder ver el efecto de la onda de superficie se observó la intensidad de campo eléctrico que existía en la estructura a la frecuencia de interés. Se realizaron las medidas en los cuatro modelos desarrollados.

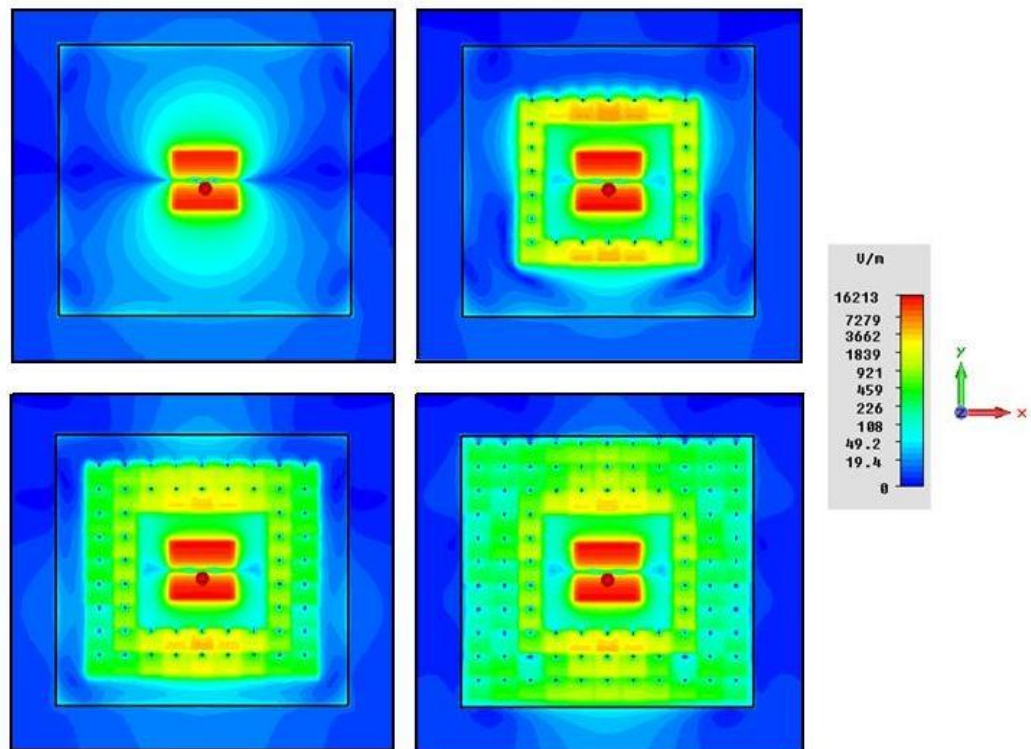


Figura 3.6. Campo eléctrico en los modelos desarrollados con $\epsilon_r=1.38$

En la figura anterior se expone el campo eléctrico radiado a una altura $z=0.55$ mm, es decir, justo en el medio del sustrato para ver de qué forma es atenuada la onda de superficie gracias a la estructura EBG.

Se muestra de izquierda a derecha y de arriba a abajo: únicamente el parche, el parche y la estructura EBG con una única hilera de elementos, con dos hileras de elementos y con tres hileras de elementos. La escala que aparece a la derecha muestra las diferentes intensidades de campo radiado, ésta es la misma para todas las figuras. Si se comparan las dos primeras figuras se puede ver como la estructura EBG consigue disminuir el campo radiado, este efecto es más notorio en los extremos superior e inferior, donde se puede ver una disminución de unos 40 V/m a unos 19 V/m en la parte de arriba, es decir, aproximadamente unos 26 dB.

Entre las dos figuras inferiores se observan también mejoras en la parte superior y en los laterales, aunque comparando con el parche no se aprecian grandes beneficios, por lo que aparentemente la mejor solución en este caso sería únicamente con una hilera de elementos.

Para corroborar que efectivamente la onda de superficie estaba siendo eliminada se colocaron sondas en distintos puntos de la estructura. Se distribuyeron 18 sondas en tres posiciones diferentes (plano E, plano H y en la diagonal), tres orientaciones (según eje x, eje y y eje z) y dos alturas (a mitad del sustrato y por encima de éste). A continuación se muestran algunos de los resultados para cada una de las posiciones:

1. Posición de la sonda en plano E, a una altura de $z=0.55$ mm y orientada según el eje z.

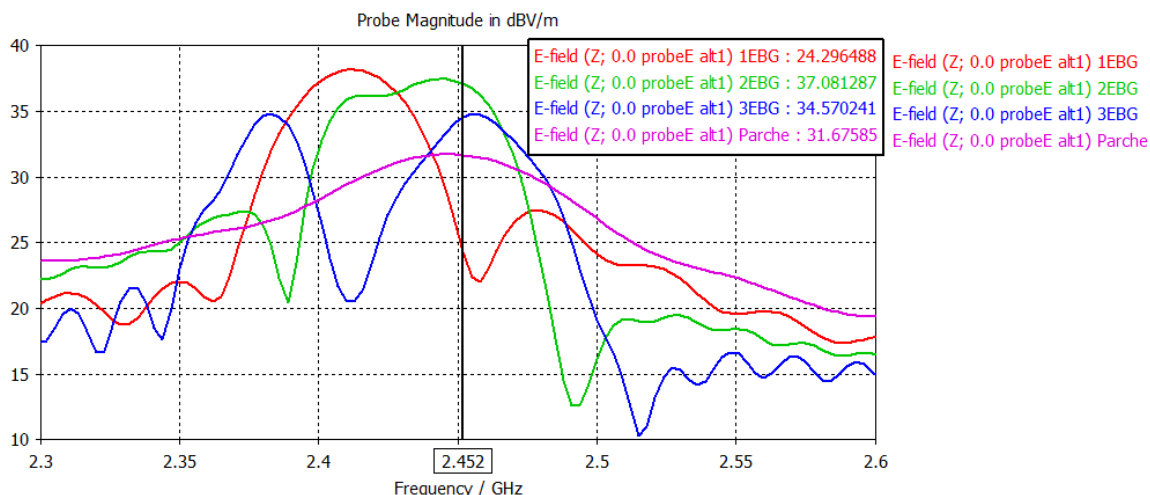


Figura3.7. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Z y situada en plano E con $\epsilon_r=1.38$ y $z=0.55$ mm

En este caso sólo se produce mejora con la integración de una única hilera, observándose una atenuación de la onda de superficie de unos 7 dB. El hecho de que no se produzcan mejoras en todos los casos concuerda con que la onda de superficie no es atenuada por completo. Si volvemos a las figuras en las que se mostraban la intensidad de campo eléctrico se puede ver como existen puntos en los que no se percibe mejora alguna con la inclusión de la EBG.

2. Posición de la sonda en la diagonal, a una altura de $z=0.55$ mm y orientada según el eje x.

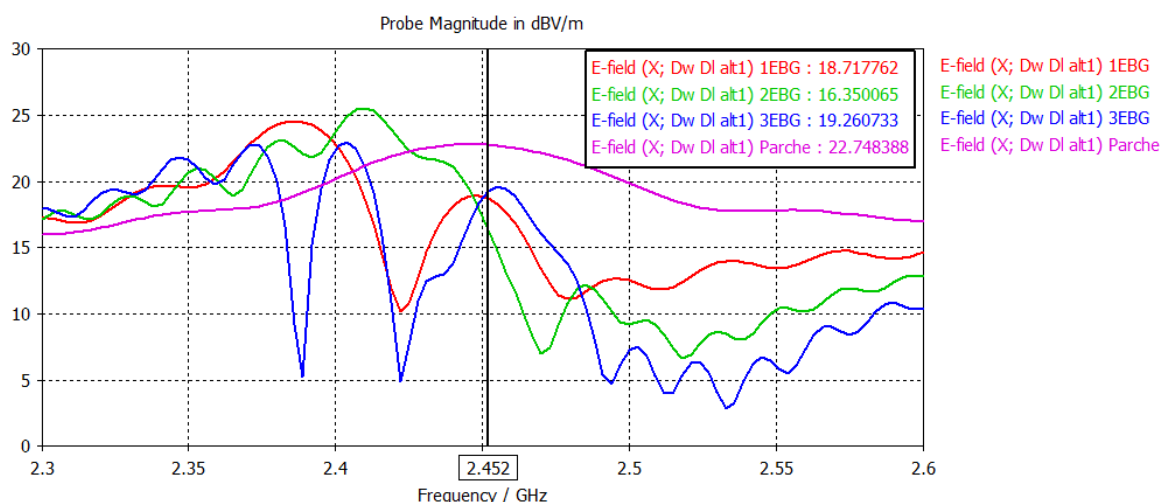


Figura 3.8. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en X y situada en la diagonal con $\epsilon_r=1.38$ y $z=0.55$ mm

En este caso la mejora es mucho más evidente, ya que en todos los modelos examinados se produce una reducción de la energía electromagnética propagada. En esta ocasión la mayor mejora se produce con la estructura de dos hileras, siendo la diferencia con el parche de unos 6 dB.

3. Posición de la sonda en plano H, a una altura de $z=0.55$ mm y orientada según el eje y.

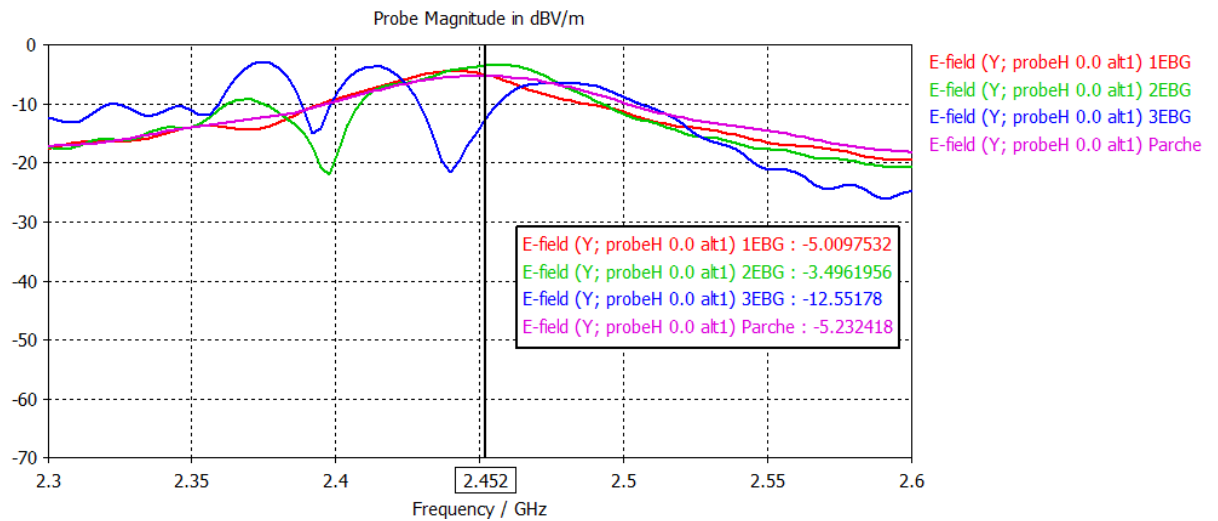


Figura 3.9. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Y y situada en plano H con $\epsilon_r=1.38$ y $z=0.55$ mm

En la figura anterior se puede ver como no existe mejora en los casos de una y dos hileras, con tres hileras la reducción es notable, siendo ésta de unos 7 dB.

Se estudió si la posición de la sonda afectaba a los resultados obtenidos por estar demasiado próxima a los elementos de la EBG, por lo que se situaron sondas a diferentes distancias: a 4 mm del último elemento de la EBG, 9 mm de éste y 14 mm de éste. Se eligió la sonda orientada en el eje x, a una altura de $z=0.55$ mm y posicionada en la diagonal, siendo los resultados los siguientes:

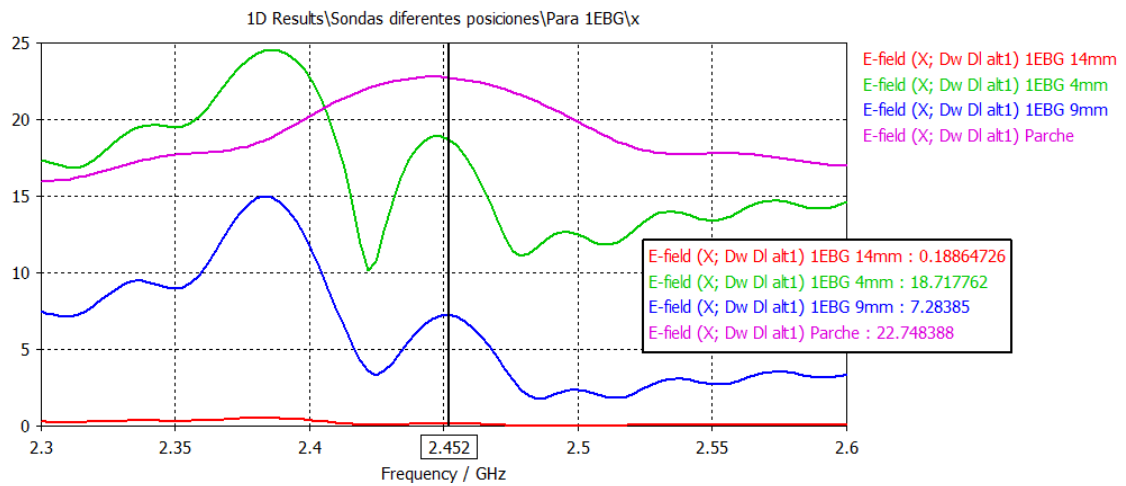


Figura 3.10. Campo eléctrico con sondas a diferentes distancias para la EBG de 1 hilera con $\epsilon_r=1.38$

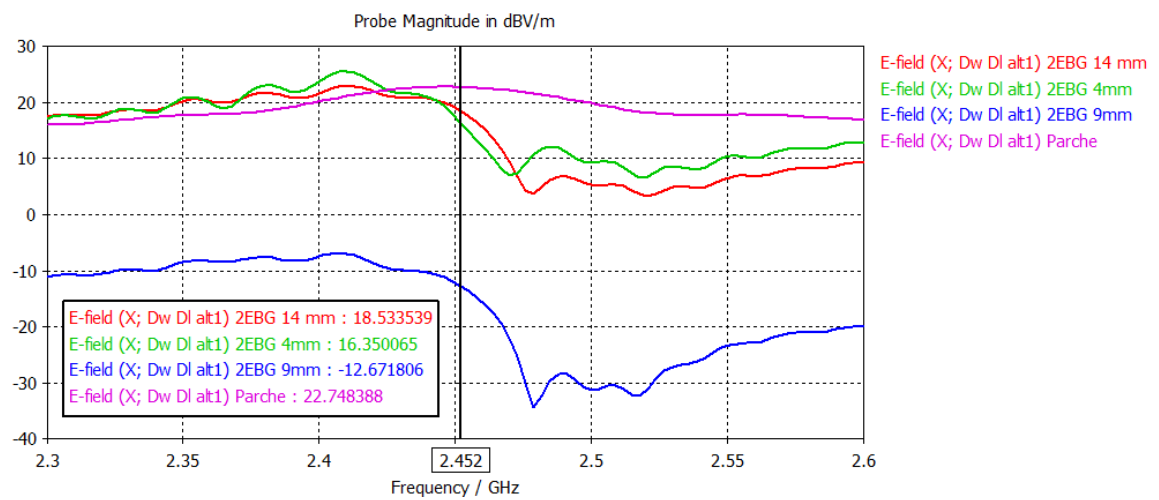


Figura 3.11. Campo eléctrico con sondas a diferentes distancias para la EBG de 2 hileras con $\epsilon_r=1.38$

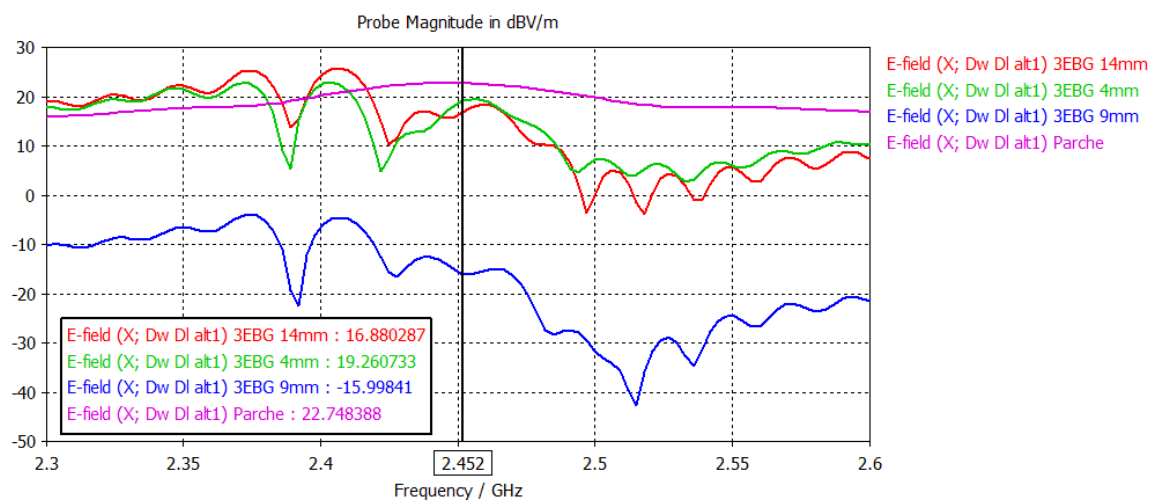


Figura 3.12. Campo eléctrico con sondas a diferentes distancias para la EBG de 3 hileras con $\epsilon_r=1.38$

En las tres gráficas se ve como realmente sí afecta la distancia a la que se sitúa la sonda para la frecuencia de interés. Cuanto más lejos esté la sonda se puede ver de forma más evidente el efecto que tiene la EBG sobre la onda de superficie. En los dos últimos casos se ve como a una distancia de 9 mm es al menos 10 dB menor que en el caso de únicamente el parche.

Otro de los efectos estudiados fue de qué manera afectaba la separación entre el parche y los elementos de la EBG. Se pudo observar que cuanto mayor era la distancia entre éstos, la respuesta de la antena era mejor debido a que podían existir interferencias entre ellos. En la siguiente figura se muestra una comparación entre el parche, el parche con EBG de una hilera y separación de medio elemento aproximadamente, y el parche con EBG de una hilera y separación de un elemento aproximadamente.

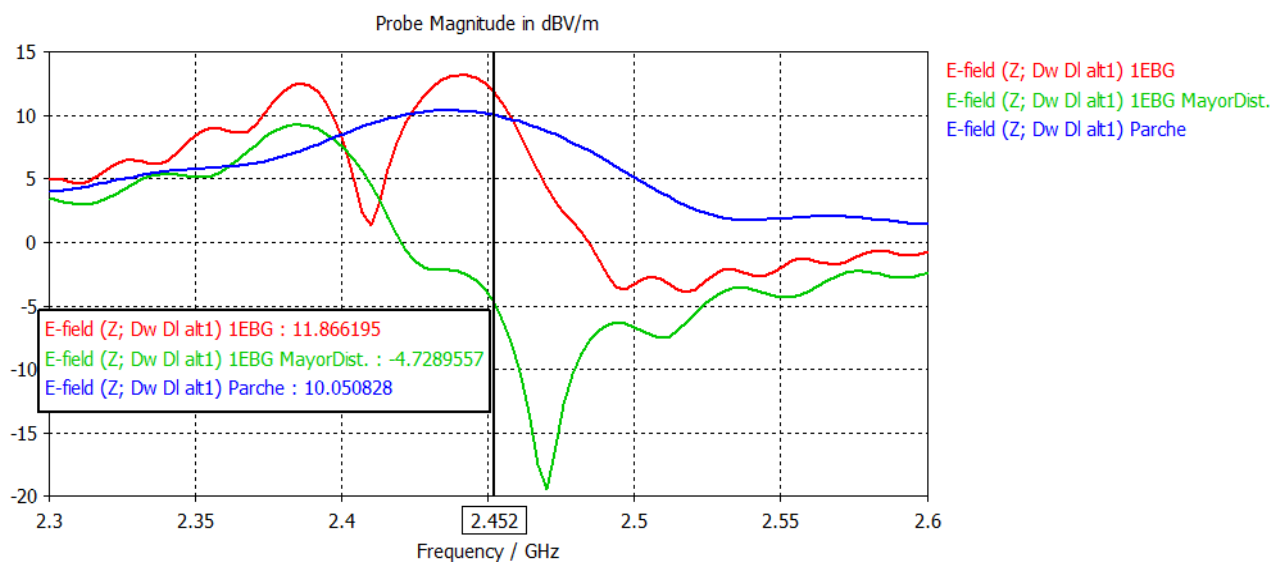


Figura 3.13. Comparación del campo eléctrico con diferentes distancias entre el parche y la EBG con $\epsilon_r=1.38$

Se observa cómo se produce una mejoría clara al aumentar la distancia entre el parche y los elementos, ya que produce una reducción de la energía electromagnética propagada de casi 15 dB, mientras que la EBG con menos distancia, no solamente no produce mejora sino que el resultado obtenido es peor que sin la estructura.

Algunos de los efectos que cabe esperar por la reducción de la onda de superficie son: un aumento de la ganancia y la disminución de la radiación trasera. A continuación, se va a comprobar si la estructura EBG proporciona estos resultados:

Curva de ganancia

Esta figura muestra cómo evoluciona la ganancia dependiendo de la frecuencia a la que se esté trabajando.

La figura resultante muestra que la ganancia aumenta en todos los casos y aproximadamente unos 1.5 dB a la frecuencia de interés, gracias a la supresión de parte de la onda de superficie. Se puede ver como la curva tiene una forma incremental hasta un valor máximo a partir del cual decrece. El valor máximo se produce para una frecuencia de 2.6 GHz, siendo ésta un poco superior a la frecuencia de trabajo de la antena, 2.45 GHz.

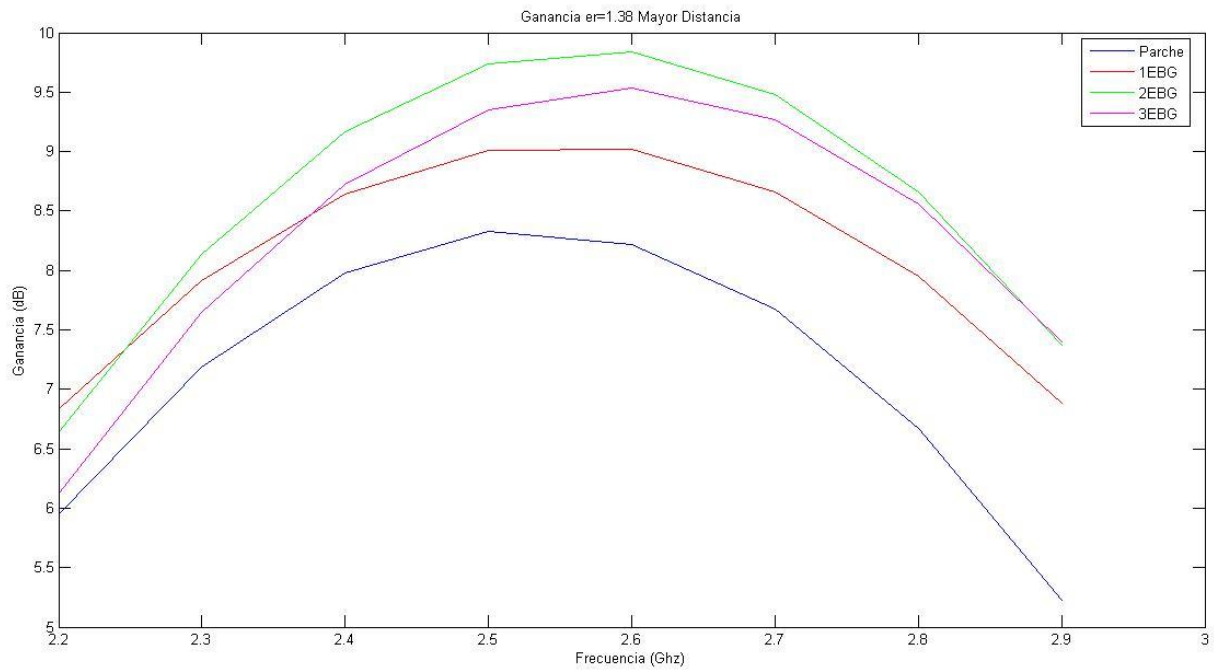


Figura 3.14. Curva de ganancia para los modelos desarrollados con $\epsilon_r=1.38$

Radiación trasera

Para ver el nivel de radiación trasera se implementó un programa mediante Matlab para poder hallar la relación Front/Back (F/B). El programa realiza dos integrales, por un lado integra el campo eléctrico radiado hacia delante al cuadrado y normalizado, y por otro lado integra el radiado hacia atrás, también al cuadrado y normalizado. El campo eléctrico se obtiene exportando los datos del simulador a un fichero, para ello se deberán seleccionar valores para θ y ϕ . Una vez computadas las integrales con el método de técnicas numéricas descrito en [1], se halla el cociente entre ambas y se calcula su valor en dB.

Los resultados obtenidos se muestran en el siguiente cuadro:

	Parche	Parche+EBG 1hilera	Parche+EBG 2hileras	Parche+EBG 3hileras
F/B (dB) Plano E	25.82	32.59	20.71	25.61
F/B (dB) Plano H	25.22	28.25	22.88	25.60
F/B (dB) $\varphi=45^\circ$	26.22	28.71	23.46	25.36
F/B (dB) $\varphi=20^\circ$	25.67	27.19	29.13	27.67
F/B (dB) $\varphi=60^\circ$	26.32	28.76	32.83	30.24

Tabla 3.3. Resultados del parámetro Front/Back con $\epsilon_r=1.38$

Interesa que la relación F/B se maximice porque de esta forma el campo radiado hacia el exterior será mayor que el radiado en la zona trasera, y en consecuencia, al ser una antena adherida a la ropa, hacia la persona. Los valores obtenidos indican que se produce una mejora notable, especialmente en plano E, cuando se utiliza una única hilera, y una mínima mejoría con tres hileras. En el caso de dos hileras, los resultados indican que el funcionamiento es peor. Estos datos concuerdan, en principio, con lo que se dedujo con las gráficas de la intensidad de campo eléctrico radiado, aparentemente el funcionamiento es más adecuado con una única hilera.

Se ha analizado de forma numérica la disminución de la radiación trasera, pero de forma cualitativa se puede observar con la superposición de los diagramas de radiación. En las siguientes figuras queda patente que la integración de la EBG ayuda a reducir la radiación trasera que se produce.

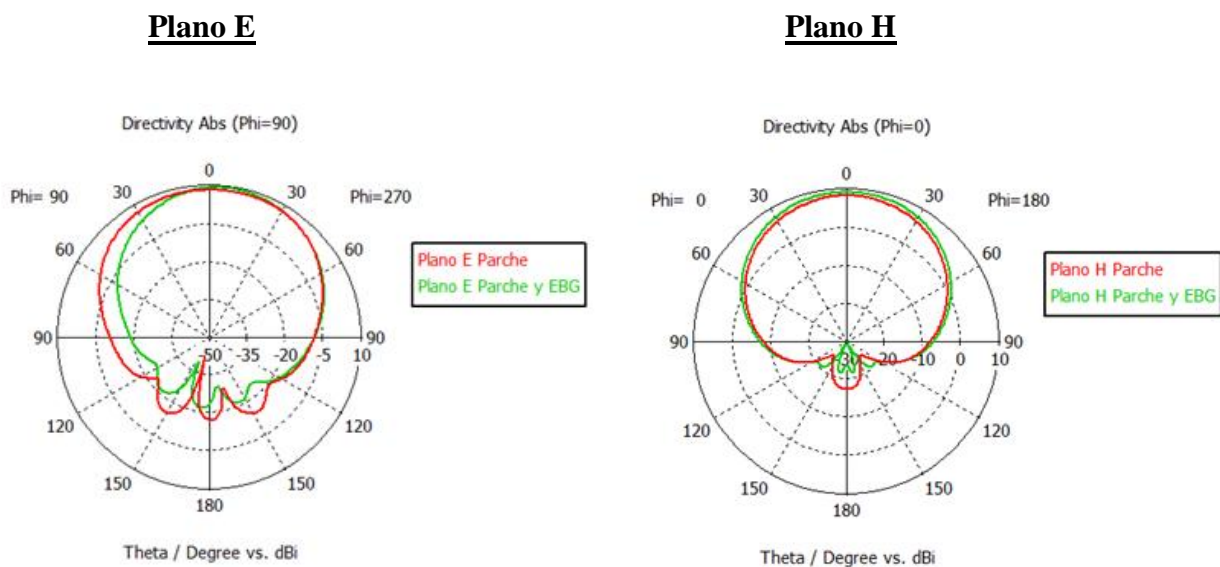


Figura 3.15. Diagramas en polares para comprobar la reducción de la radiación trasera con $\epsilon_r=1.38$

3.4 Elección del diseño final

El diseño anterior fue el que mejores resultados proporcionaba para una frecuencia de 2.45 GHz, pero su construcción es menos factible debido a que se necesita encontrar un material textil de permitividad similar y las dimensiones de la estructura completa son muy grandes (22.8 cm x 25 cm) para una antena que debería estar integrada en la ropa.

Analizando los resultados de los modelos con permitividad de fibra de vidrio ($\epsilon_r=4.5$), se observó como a frecuencia de 2.5 GHz la EBG estaba eliminando la onda de superficie. En la siguiente figura se muestra un ejemplo de ello, donde se ve que para frecuencias superiores a 2.47 GHz la estructura EBG comienza a eliminar la onda de superficie, siendo a 2.5 GHz un efecto más acusado.

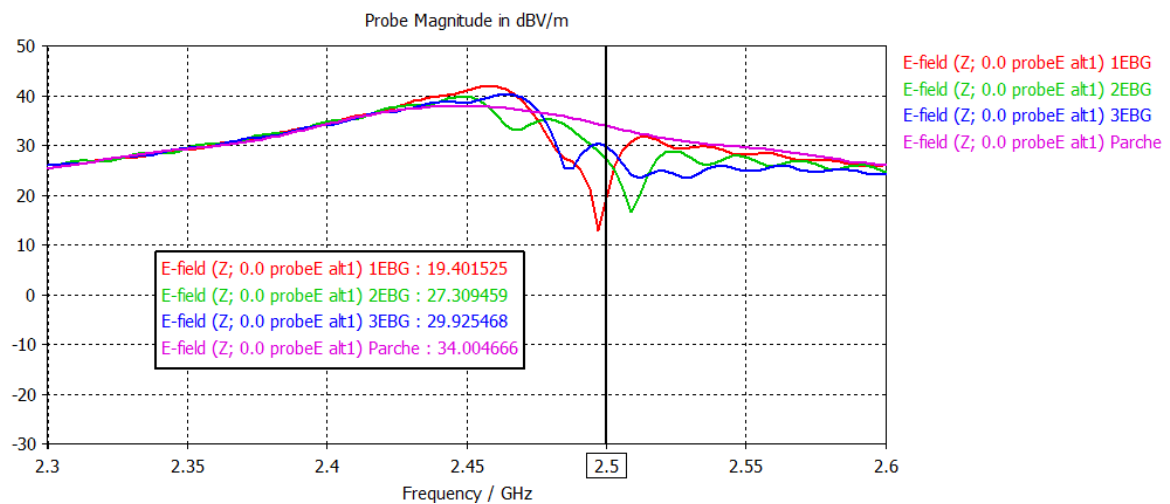


Figura 3.16. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Z y situada en plano E con $\epsilon_r=4.5$ y $z=0.55$ mm

Por las razones expuestas anteriormente, se decidió realizar un nuevo diseño de la antena para una permitividad de $\epsilon_r=4.5$, la mayor distancia entre el parche y los elementos y una frecuencia de trabajo de 2.5 GHz. Para ello, se realizó un redimensionamiento del parche para lograr el funcionamiento a la frecuencia citada, y se volvió a integrar con la estructura EBG de una, dos y tres hileras.

Parámetro S_{11}

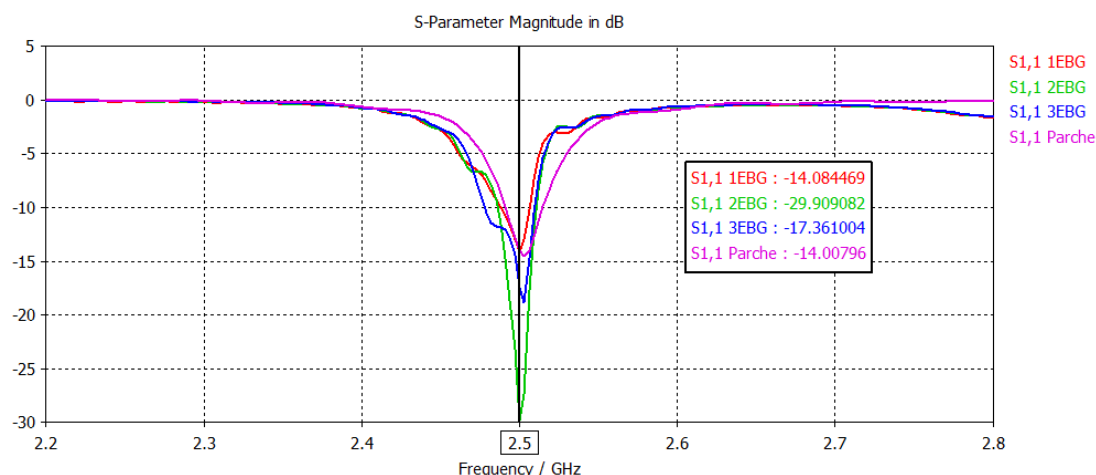


Figura 3.17. Parámetro de reflexión para las cuatro configuraciones con $\epsilon_r=4.5$

El parámetro de reflexión no sufre grandes cambios al rodear el parche de la estructura EBG como puede observarse. Los valores son bastante similares a excepción del modelo de EBG con dos hileras, donde la adaptación sufre una mejora de 15 dB. El hecho de incluir el parche en la estructura de la EBG no afecta en la adaptación de forma negativa, sino que en todos los casos se produce una mejora en mayor o menor medida.

Onda de superficie

Al igual que en el diseño preliminar se estudió la distribución del campo eléctrico sobre los diferentes modelos, y se distribuyeron de nuevo 18 sondas en las mismas posiciones para poder medir el campo eléctrico, y así, de esta forma comprobar si la EBG estaba reduciendo el efecto de la onda de superficie.

En la siguiente figura se muestra la distribución del campo para las cuatro configuraciones.

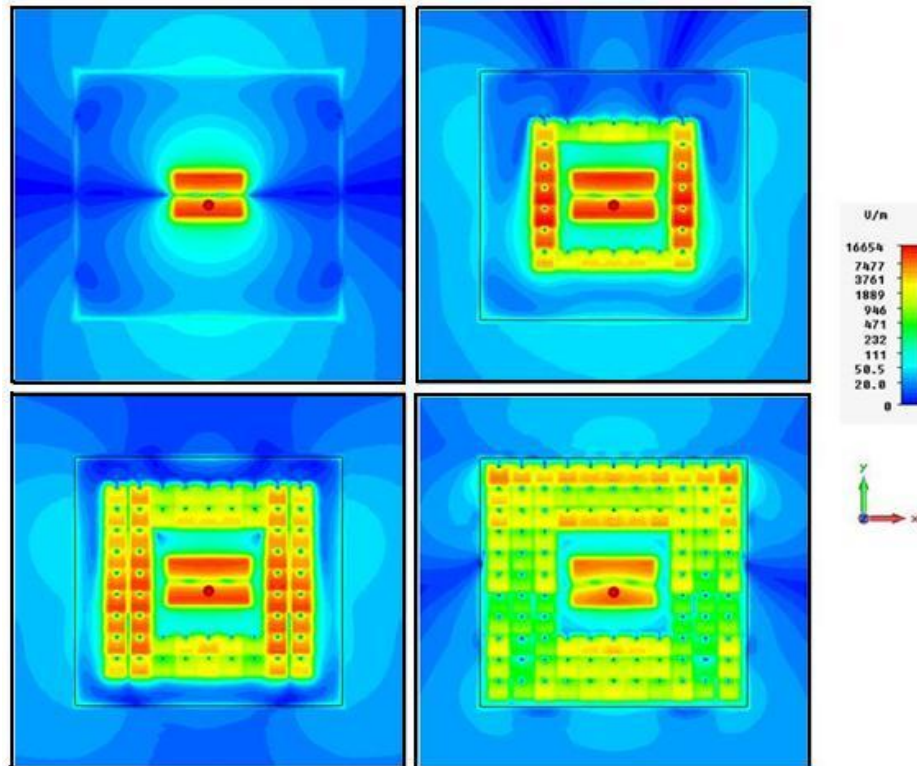


Figura 3.18. Campo eléctrico en los modelos desarrollados con $\epsilon_r=4.5$

Si se comparan las dos de arriba, se ve como en parte la onda de superficie está siendo eliminada. Este efecto se percibe perfectamente en la parte superior de la estructura donde se ve como en el diseño del parche hay unos 100 V/m, mientras que con la inclusión de la EBG de una hilera se reduce a unos 40 V/m, por lo que hay una reducción de la onda de superficie de unos 36 dB. También se aprecia, aunque en menor medida, en la parte inferior. Por el contrario, en los laterales se produce un empeoramiento que puede ser debido a que los elementos de la EBG están guiando el campo en vez de reducirlo, es decir, nos está provocando el efecto contrario al deseado.

Si se compara el diseño de una hilera con el de dos hileras se ve como en la zona superior se ha vuelto a reducir la intensidad del campo. Esta reducción es más visible en la zona inferior donde se pasa de unos 100 V/m a unos 20 V/m, es decir unos 38 dB menos. En los laterales la mejora no es muy significativa.

En el caso de la EBG con tres hileras, respecto del caso del parche si se pueden ver zonas en las que se ha mejorado el funcionamiento, así como comparado con el resto de estructuras también se visualizan ciertas partes con menor intensidad de campo. Pero de forma general el comportamiento con mejores resultados para una frecuencia de 2.5 GHz parece ser que es el de una estructura EBG con dos hileras. Con el resto de resultados se podrá asegurar que modelo es el más adecuado para su construcción.

A continuación, y para ver con más exactitud que efectivamente la estructura EBG está reduciendo la onda de superficie, se analizan algunos resultados obtenidos con las sondas en diversas posiciones.

1. Posición de la sonda en plano E, a una altura de $z=0.55$ mm y orientada según el eje y.

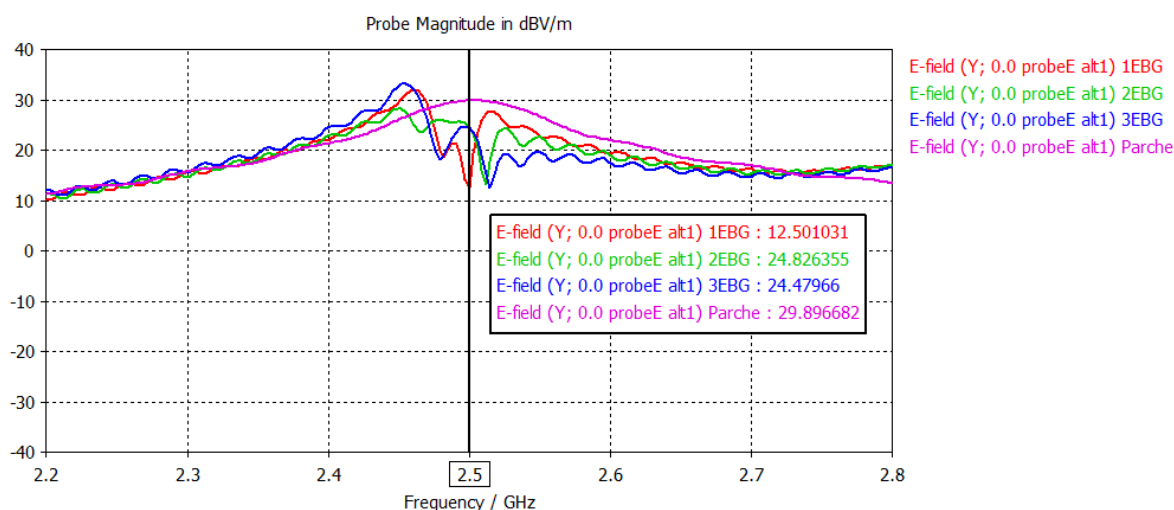


Figura 3.19. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Y y situada en plano E con $\epsilon_r=4.5$ y $z=0.55$ mm

En este caso, se produce una mejora en todos los casos, siendo la opción más óptima la de EBG con una hilera, ya que la reducción de la energía electromagnética propagada es de 17 dB, mientras que para el resto de modelos es de unos 5 dB.

2. Posición de la sonda en la diagonal, a una altura de $z=0.55$ mm y orientada según el eje x.

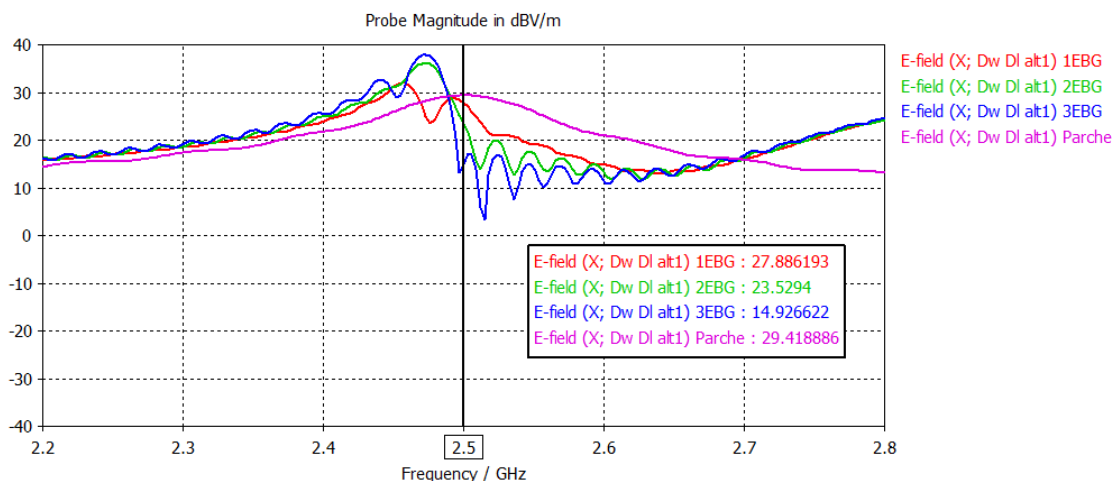


Figura 3.20. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en X y situada en la diagonal con $\epsilon_r=4.5$ y $z=0.55$ mm

En este caso también hay mejora para todas las situaciones, donde la reducción máxima es debida a la EBG de tres hileras, 15 dB menos. La EBG de dos hileras también produce una mejora aceptable, ya que el campo se ve reducido en unos 6 dB.

3. Posición de la sonda en plano H, a una altura de $z=0.55$ mm y orientada según el eje z.

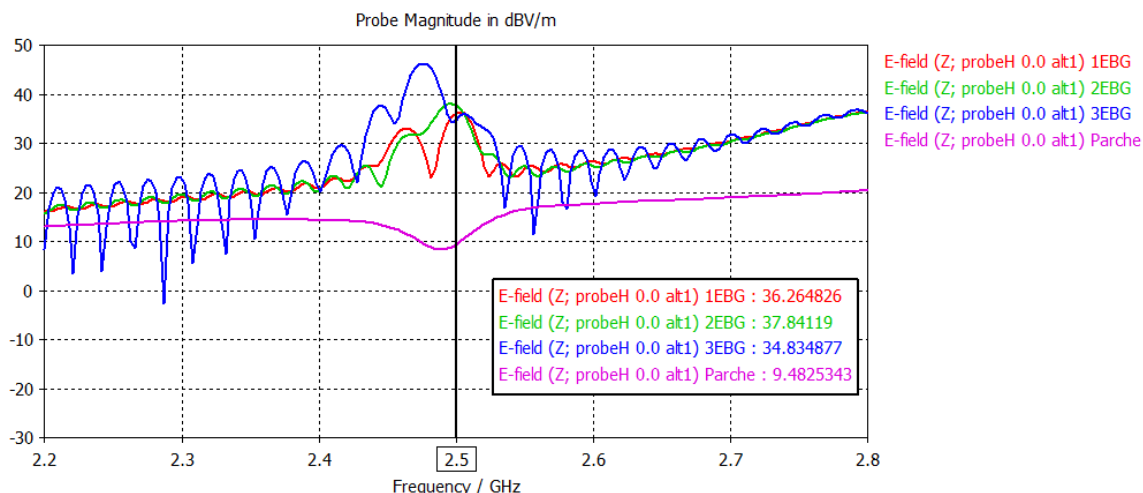


Figura 3.21. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Z y situada en plano H con $\epsilon_r=4.5$ y $z=0.55$ mm

En esta ocasión no hay mejora para ningún caso, esto es coherente con lo que vimos en las figura de distribución de campo, donde se veía que en los laterales no existía mejora alguna respecto del modelo del parche únicamente

Las gráficas mostradas a continuación presentan el campo eléctrico medido por sondas situadas por encima de la cara superior de la antena.

4. Posición de la sonda en plano E, a una altura de $z=3$ mm y orientada según el eje y.

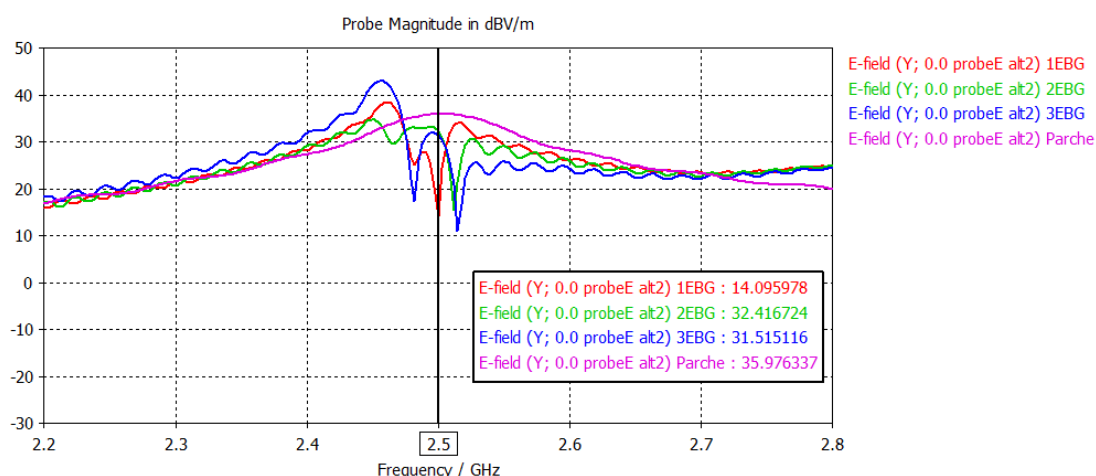


Figura 3.22. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Y y situada en plano E con $\epsilon_r=4.5$ y $z=3$ mm

5. Posición de la sonda en la diagonal, a una altura de $z=3$ mm y orientada según el eje x.

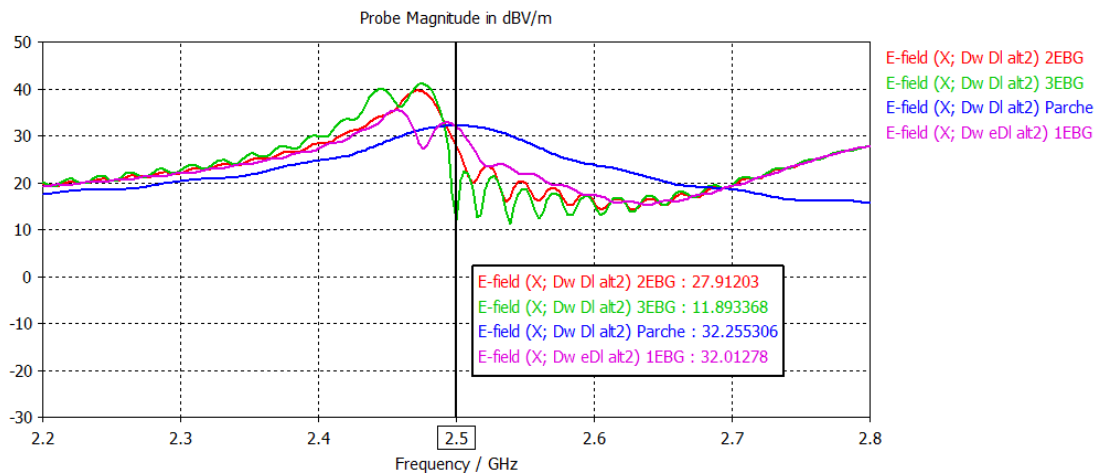


Figura 3.23. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en X y situada en la diagonal con $\epsilon_r=4.5$ y $z=3$ mm

6. Posición de la sonda en plano H, a una altura de $z=3$ mm y orientada según el eje z.

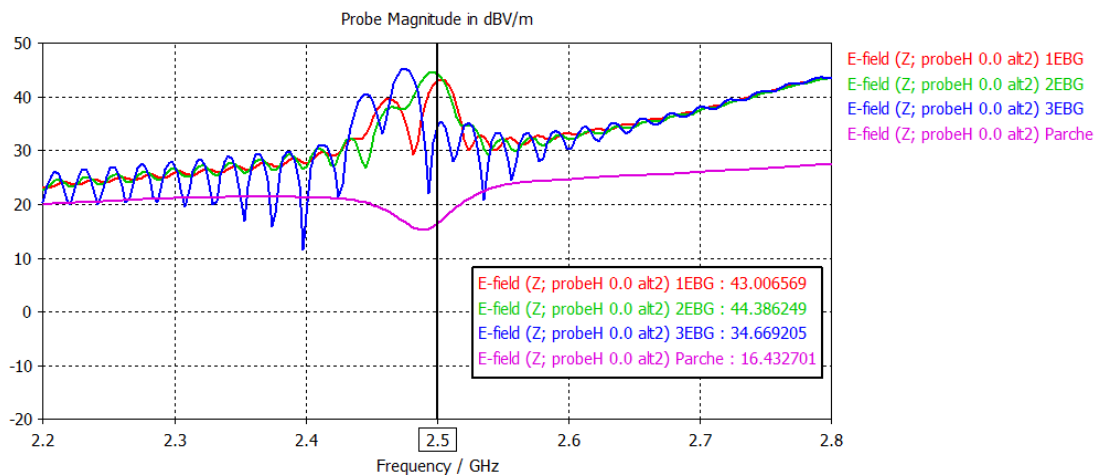


Figura 3.24. Campo eléctrico medido con la sonda orientada en Z y situada en plano H con $\epsilon_r=4.5$ y $z=3$ mm

Los efectos observados son exactamente los mismos que en el caso de $z=0.55$ mm, es decir, la reducción del campo es similar a la que se producía anteriormente, con la salvedad de que si se comparan las intensidades del campo en esta ocasión es menos intenso (como cabe esperar) ya que el campo radiado decrece con la distancia.

Curva de ganancia

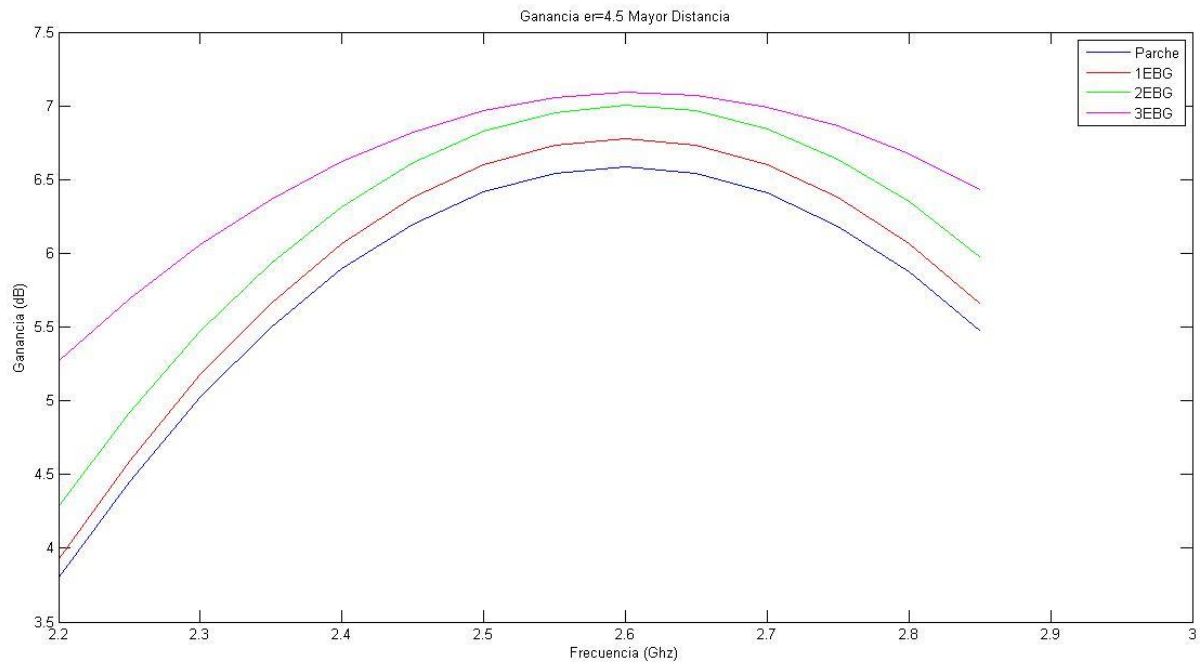


Figura 3.25. Curva de ganancia para los modelos desarrollados con $\epsilon_r=4.5$

En la figura se observa como la ganancia aumenta en casi 1dB en el mejor de los casos a 2.5 Ghz, y como la maximización de la ganancia también se encuentra desplazada a 2.6 Ghz.

Radiación trasera

Utilizando el programa implementado para medir la relación Front-Back, los resultados obtenidos fueron:

	Parche	Parche+EBG 1hilera	Parche+EBG 2hileras	Parche+EBG 3hileras
F/B (dB) Plano E	12.94	20.56	19.48	16.64
F/B (dB) Plano H	13.80	13.65	14.44	13.04
F/B (dB) $\phi=45^\circ$	14.51	14.44	15.15	10.53
F/B (dB) $\phi=20^\circ$	14.59	13.72	13.94	12.64
F/B (dB) $\phi=60^\circ$	13.83	16.12	15.16	14.32

Tabla 3.4. Resultados del parámetro Front/Back con $\epsilon_r=4.5$

Como se comentó en el diseño preliminar, lo que interesa es la maximización de este parámetro para así lograr una reducción de la radiación trasera. Con los resultados obtenidos en diferentes planos, el modelo del parche con una EBG de dos hileras es el que mejores resultados proporciona, produciéndose una mejora de este parámetro en un 80% de los casos.

Capítulo 4

Prototipos

En este capítulo se muestran los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio tras la medición de diferentes prototipos construidos. Se incluye la caracterización de una estructura EBG con vías en diferentes posiciones, así como la medida del diseño del parche junto con la EBG con sustrato de fibra de vidrio que se estudió previamente.

4.1 Caracterización estructura EBG

En el laboratorio se disponía de dos estructuras EBG, una con vías en el borde (como se ha estudiado en el capítulo anterior) y otra con las vías en el centro del elemento. Se realizaron medidas para comprobar cómo con los parámetros S se puede estimar su banda prohibida. Estas mismas estructuras fueron estudiadas en [35-36] tanto en simulación como de forma experimental.

Las dimensiones de las celdas, simuladas con permitividad $\epsilon_r = 4.4$, son:

	Valor
Ancho=Largo (mm)	7
Espesor Substrato (mm)	1.5
Radio Vía	0.1

Tabla 4.1. Dimensiones estructuras EBG disponibles en el laboratorio

En las siguientes figuras se muestra, en primer lugar, el diagrama de dispersión en el caso en que la vía se sitúa en el centro de la celda, y a continuación, con la vía en el borde. En ambos casos sólo se representan los dos primeros modos, ya que contienen la información suficiente para determinar la banda prohibida.

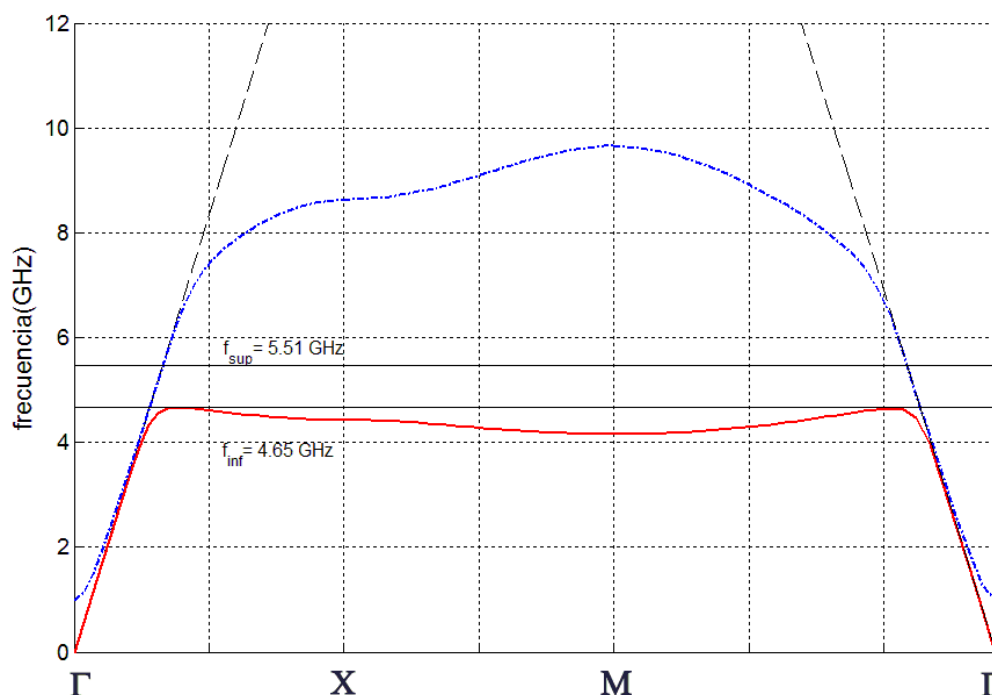


Figura 4.1. Diagrama de dispersión de la estructura EBG disponible en el laboratorio con vías en el centro [35-36]

Para este caso en el que la vía se sitúa en el centro de la celda, la zona irreducible está formada por un triángulo cuyas direcciones son Γ , X y M. Esta configuración nos proporciona una banda prohibida con un ancho de banda de 0.86 GHz.

Para el caso de las vías en el borde se observa como la banda prohibida se inicia en frecuencias menores y su ancho de banda es de 0.46 GHz, prácticamente la mitad que en el caso anterior. La reubicación de la vía desde el centro hasta el borde provoca que la banda prohibida sufra un desplazamiento aproximado de un 23% hacia frecuencias menores.

Si se analiza el tamaño eléctrico sabiendo que la frecuencia inferior para el caso de la vía en el centro es de 4.65 GHz y en el lateral es de 3.6 GHz, se obtiene que para la vía en el centro este tamaño es de $0.230 \lambda_0$, mientras que para la vía en el borde es de $0.178 \lambda_0$. Por tanto, el desplazamiento de la vía desde el centro al borde produce también una disminución del tamaño en un 23%.

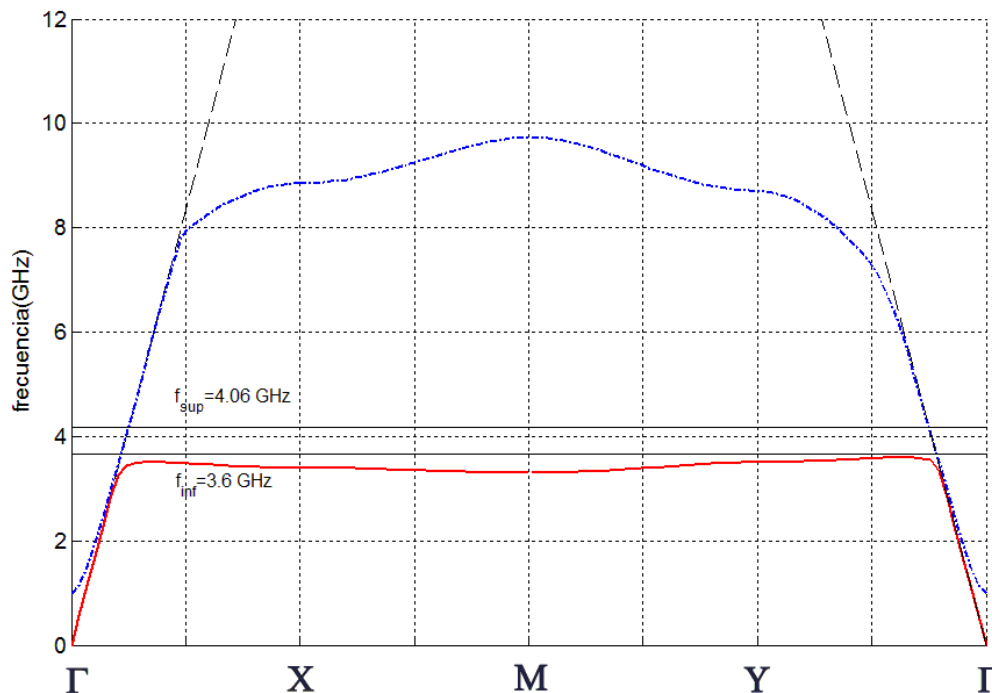


Figura 4.2. Diagrama de dispersión de la estructura EBG disponible en el laboratorio con vías en el borde [35-36]

Las dos EBG's están construidas en material de fibra de vidrio, FR4. Ambas constan de 6 filas con 4 elementos cada una de ellas. Además, se disponen de sondas en diferentes puntos para poder medir la transmisión existente en las diferentes direcciones que establecía la zona irreducible de Brillouin, y de esta forma, poder hallar la banda prohibida que nos están proporcionando de forma real.

En la siguiente figura se muestran los prototipos utilizados:

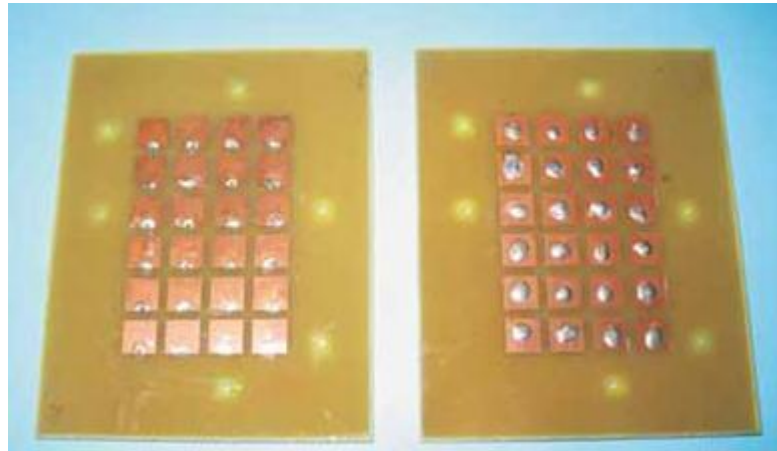


Figura 4.3. Prototipos de la estructura EBG disponible en el laboratorio [36]

A continuación se exponen los resultados obtenidos para el caso de la vía en el centro, y para la vía en el borde:

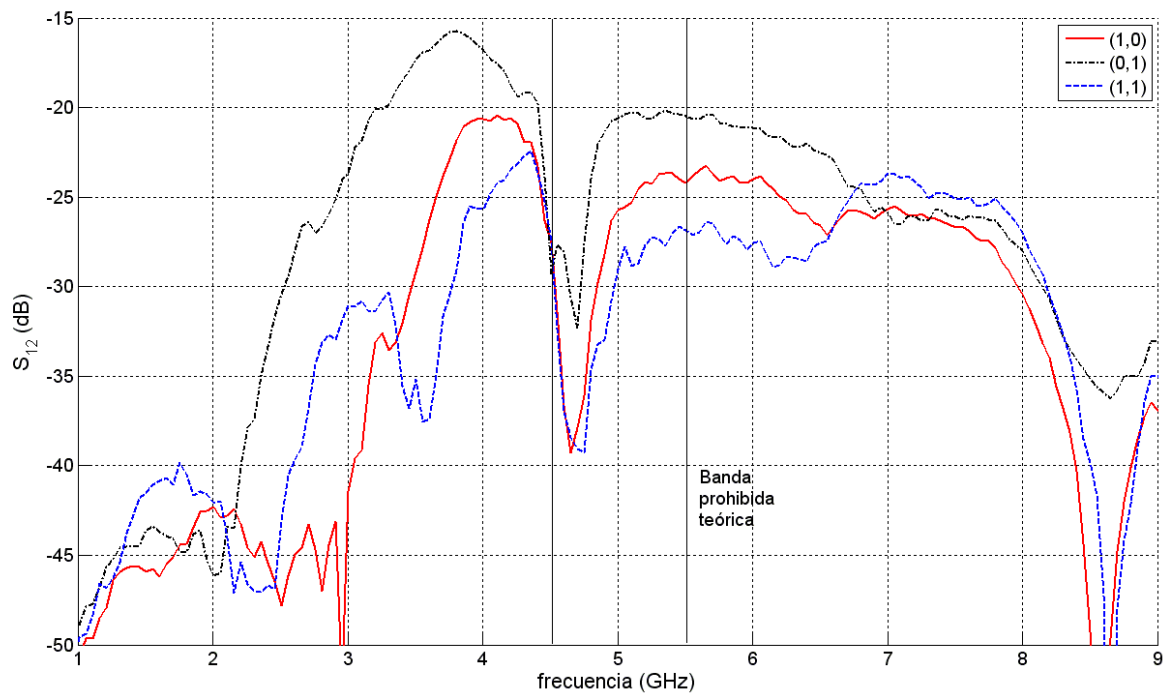


Figura 4.4 Parámetro s_{12} experimental de la estructura EBG disponible en el laboratorio con vías en el centro [35-36]

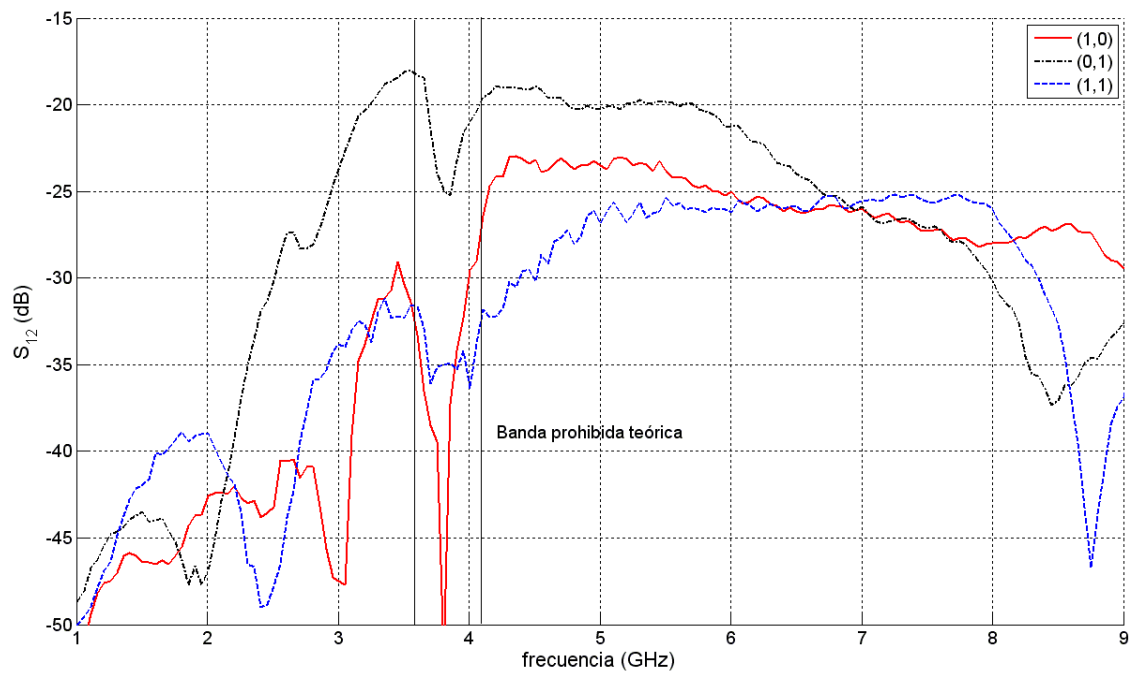


Figura 4.5. Parámetro s_{21} experimental de la estructura EBG disponible en el laboratorio con vías en el borde [35-36]

Obviamente, al considerar las diferentes direcciones se están teniendo en cuenta para cada una de ellas un número de períodos de la EBG diferente, esto repercute en los niveles del parámetro s_{21} que se obtienen.

Comparando el caso de la vía en el centro con el resultado teórico, se puede ver como la banda prohibida comienza antes de lo esperado por las simulaciones. En cambio, para el caso de la vía en el borde esta estaría desplazada un poco a la derecha.

Los resultados experimentales también reflejan que la posición de la vía hace que se produzca un desplazamiento de la banda prohibida. En el caso de la vía centrada la banda estaría cercana a unos 5 GHz, mientras que en el otro caso sería en torno a los 4 GHz, lo que indica que la banda se traslada un 20% hacia frecuencias inferiores.

4.2 Resultados experimentales del diseño final

De los diseños previos estudiados se construyó el modelo en fibra de vidrio, donde la mejor solución la proporcionaba una estructura EBG de dos hileras. El espesor del sustrato estudiado era de 1.1 mm pero debido a que no se disponía de placas de este tamaño, se realizó el prototipo con un espesor de 1.55 mm. A causa de esta pequeña modificación se simuló la estructura completa con la nueva altura de sustrato para poder hacer una comparación justa entre la simulación y la medida real. Además, también se analizó cual era la nueva banda prohibida de la estructura EBG, tanto con línea suspendida como con parámetro de transmisión directo.

El prototipo construido fue el siguiente:

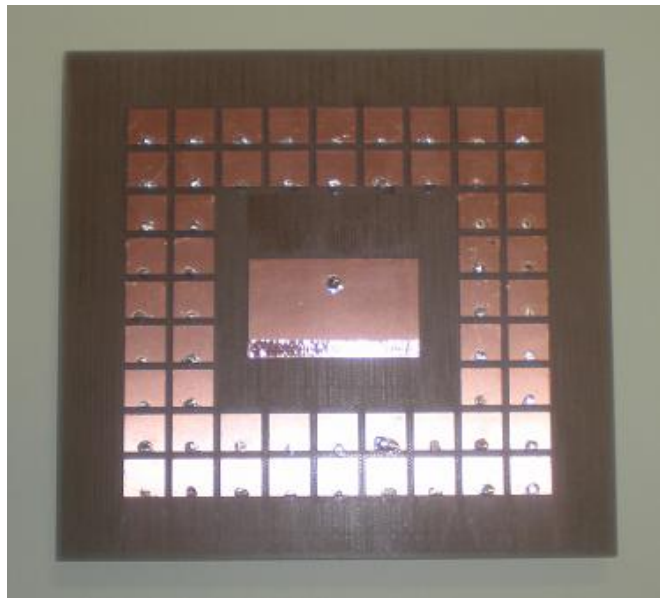


Figura 4.6. Prototipo del parche y la EBG de dos hileras con $\epsilon_r=4.5$

Al hallar las bandas prohibidas que nos proporcionan los dos métodos que hacen uso de los parámetros S , se observa que con el nuevo espesor están ligeramente desplazadas a frecuencias menores. El efecto es más acusado en la frecuencia de inicio que en la de finalización, llegando a ser incluso un 4% más pequeña en el caso en el que se mide el parámetro de transmisión de forma directa. Los resultados en ambos métodos son muy similares como cabía esperar, y su banda prohibida engloba la frecuencia de resonancia del parche.

▪ **Banda prohibida mediante línea suspendida**

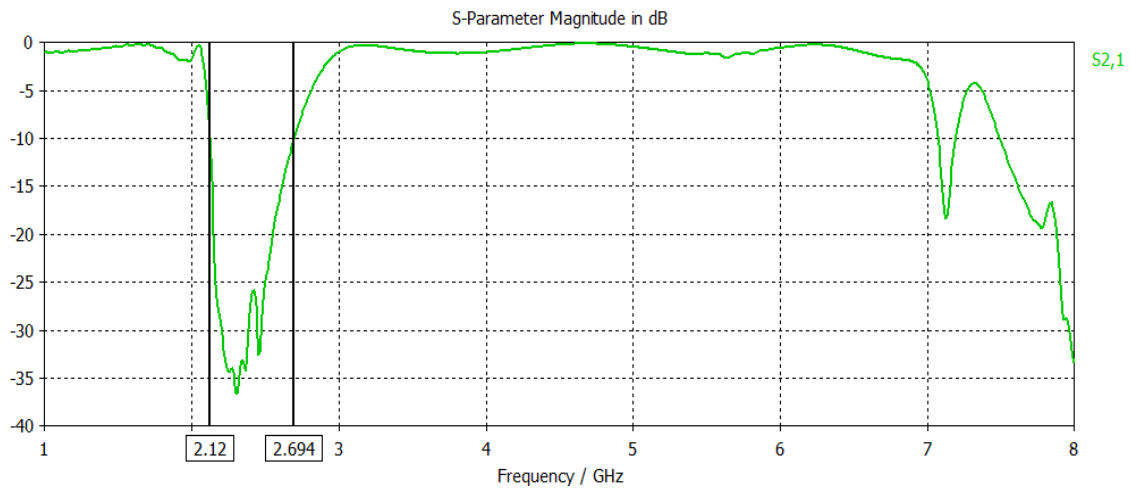


Figura 4.7. Banda prohibida del prototipo hallada con el parámetro s21 y línea microstrip

▪ **Banda prohibida mediante parámetro directo**

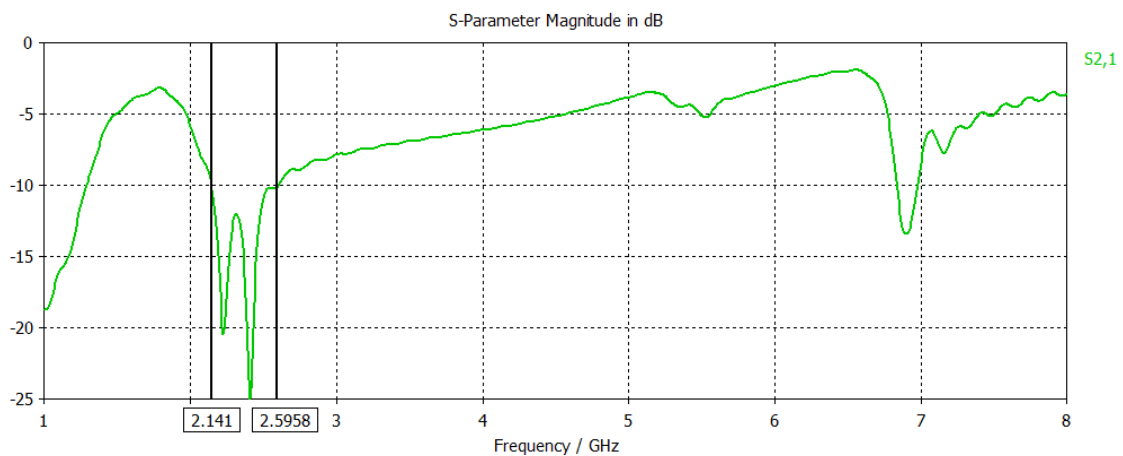


Figura 4.8. Banda prohibida del prototipo hallada con el parámetro s21 y sin línea microstrip

También se calculó el diagrama de dispersión, y al igual que ocurrió en el capítulo 2, la banda prohibida no coincide con la estimada con los parámetros S. Las causas, como ya se comentó, podrían ser la versión del simulador, parámetros configurados, etc.

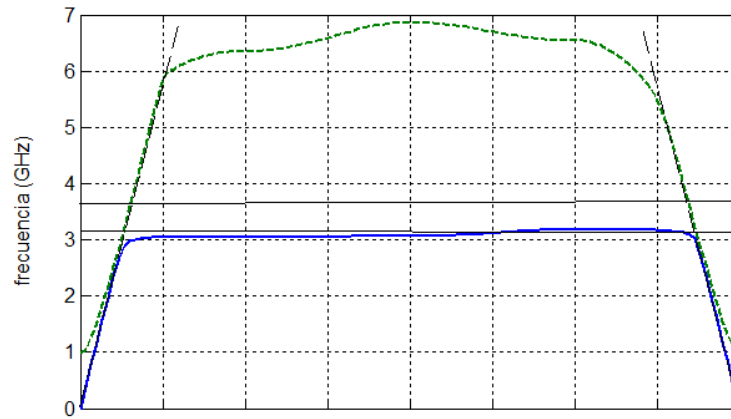


Figura 4.9. Diagrama de dispersión del prototipo

Comparando el parámetro S_{11} de la simulación y el experimental observamos como ambas son muy similares, en las dos aparecen tres frecuencias de resonancia (dentro del margen de frecuencias estudiado). La primera frecuencia de resonancia tiene un valor de adaptación mucho mejor que el que realmente se obtiene con el prototipo construido, además, la frecuencia está ligeramente desplazada hacia frecuencias menores (10 MHz). En cambio, para las siguientes, los valores de adaptación son mejores para el caso real y están desplazados a frecuencias mayores.

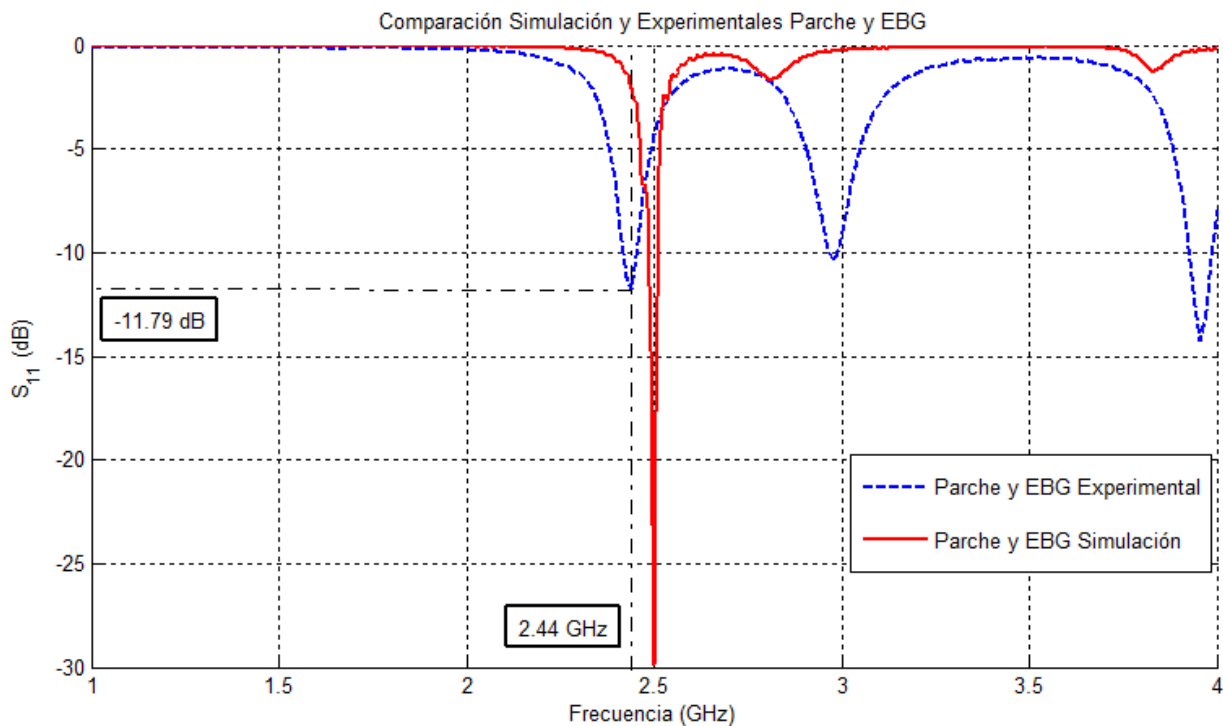


Figura 4.10 Comparación de los resultados de adaptación obtenidos en simulación y medidos experimentalmente

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

En este capítulo se presentan las conclusiones extraídas tras el análisis realizado tanto del parche y la estructura periódica en solitario, como una vez integradas ambas. Además, se enumeran posibles líneas futuras a seguir.

5.1 Conclusiones

Durante el desarrollo de este proyecto fin de carrera se han estudiado dos tipos de elementos: las antenas de parche y las estructuras periódicas de banda prohibida electromagnética. Se ha realizado un análisis de las estructuras EBG con el objetivo de mejorar el funcionamiento de las antenas de parche. En particular, se ha analizado su capacidad para reducir la energía electromagnética que se propaga por el sustrato de la antena, y por lo tanto, su utilidad para reducir la radiación trasera de la antena.

A la hora de analizar el comportamiento de la estructura periódica se han utilizado dos métodos:

- *Diagramas de Dispersión*: para obtener estos diagramas se requiere de un análisis de autofrecuencias. En primer lugar se deberá identificar la zona irreducible de Brillouin correspondiente, una vez establecida sabremos cuáles son las direcciones del espacio recíproco que contienen toda la información necesaria para determinar la banda prohibida de la estructura. Para cada punto del espacio en cada dirección se obtiene la frecuencia correspondiente a cada modo. El análisis se realizará únicamente con un elemento de la estructura, se le aplicarán condiciones de periodicidad en los ejes los que se dé su condición repetitiva, mientras que en el eje perpendicular se aplicarán condiciones de conductor eléctrico perfecto.
- *Parámetros S*: en este caso se utilizan dos configuraciones, con línea de transmisión suspendida y sin ella.
 1. *Línea de transmisión suspendida*: se coloca una línea de transmisión a 0.5 mm de altura respecto de los elementos de la estructura periódica. La banda prohibida se obtiene al analizar el parámetro de transmisión.
 2. *Sin línea de transmisión (parámetro directo)*: se coloca en cada extremo de la estructura un puerto de guía de onda y se analiza el parámetro de transmisión. La diferencia con el método anterior es que en este caso la energía se propaga a través del sustrato sin el soporte de la línea.

Para poder conseguir la banda prohibida deseada se utilizaron los métodos que hacen uso de los parámetros S. Se ha observado como aumentando el ancho o el largo de los elementos de la EBG se consigue un desplazamiento a frecuencias menores, mientras que si se disminuyen se conseguirá una banda en frecuencias mayores. En cuanto a las dimensiones halladas, no hay diferencias sustanciales si se utiliza el método de la línea suspendida o la transmisión directa. Respecto al ancho de banda, cuanto

mayor sea el valor del sustrato sobre el que descansa la estructura, menor será éste. Además, en el caso de la línea suspendida la banda prohibida comienza en todos los casos en frecuencias ligeramente inferiores.

En el caso de la transmisión directa, se ha observado como los resultados de las simulaciones tienen cierta dependencia con las dimensiones del puerto que se utilice. La variación de la altura del puerto produce cambios en la convergencia de las simulaciones, por lo que se ha estudiado cuáles son los rangos adecuados para que éstas no presenten problemas de inestabilidad. Para el caso particular de las estructuras analizadas en este trabajo, la altura más adecuada es de 30 mm.

Se analizaron diferentes modelos de EBG, uno de ellos contenía vías en el borde del elemento mientras que el otro contaba con paredes metálicas. Los resultados obtenidos muestran como la utilización de unos u otros no determina grandes mejoras en cuanto a las bandas prohibidas, ya que los resultados son muy similares. Respecto a las dimensiones de los elementos, en el caso en el que se utilizan vías son más pequeñas que si se utilizan paredes metálicas.

Otra disposición muy utilizada es la vía en el centro del elemento. En [35-36] analizan de qué forma afecta la posición de la vía, del estudio se desprende que el desplazamiento de la vía desde el centro hasta el borde provoca una reubicación de la banda prohibida a frecuencias menores, así como una reducción del tamaño, que en ambos casos podría llegar hasta un 20% aproximadamente.

Las dimensiones adecuadas del parche utilizado se hallan mediante el modelo de línea de transmisión. Se ha observado como cada dimensión gobierna una característica. En el caso de la longitud se consigue modificar la frecuencia de resonancia, si aumenta se produce un desplazamiento a frecuencias mayores, mientras que si se varía el ancho se producen cambios en la adaptación, cuanto más grande sea éste, más adaptación se consigue.

Se realizaron diferentes modelos para comprobar la eficacia de la EBG junto con el parche. En particular se han implementado modelos mediante una, dos y tres hileras de elementos periódicos, los cuales se encuentran rodeando la antena. Además, se tuvo en cuenta la distancia entre el parche y la estructura, analizando el comportamiento con una distancia de medio elemento de la EBG y un elemento. Se concluyó que a mayor distancia entre ambos el funcionamiento era mejor, esto puede ser debido a que la estructura guíe el campo en vez de eliminarlo si están demasiado próximos. Se ha visto como la mejora que se puede llegar a alcanzar, en cuanto a la reducción de la energía electromagnética que se propaga a través del sustrato, es de hasta 15 dB. La adaptación que se conseguía únicamente con el parche no se ve afectada de forma negativa con la inclusión de la EBG.

En el caso del sustrato textil el mejor resultado obtenido mediante simulaciones, desde el punto de vista de reducción de radiación trasera, es la configuración de la antena con una única hilera de elementos de EBG. La distribución de sondas muestra una reducción de la energía electromagnética que se propaga de hasta 7 dB gracias a la estructura periódica. En cuanto a la ganancia, se aprecia un incremento máximo de 1.5 dB, aunque el efecto más notable es en el parámetro Front Back. Este parámetro relaciona la potencia radiada hacia delante y la radiada hacia atrás. Se ha

observado como en plano E se consigue una mejora de hasta un 26%, lo que demuestra, junto con los diagramas en polares que se incluyeron, que realmente se está reduciendo la radiación trasera. Además, los diagramas en polares muestran como la EBG no deteriora el diagrama de radiación del parche.

Para el sustrato en fibra de vidrio, las simulaciones muestran que el diseño que mejores prestaciones ofrece es el de dos hileras. Las sondas muestran una mejora de hasta 6 dB entre el caso con EBG y sin ella para la misma posición de la sonda en cuanto a reducción de la energía electromagnética que se propaga, la ganancia consigue aumentar hasta 1 dB y el parámetro Front Back mejora en plano E hasta un 51%.

Se ha comprobado como la medida de la adaptación del prototipo construido guarda gran parecido con la de la simulación. Los resultados experimentales muestran como la frecuencia de resonancia se ve desplazada 10 MHz hacia frecuencias inferiores, mientras que la adaptación es menor, aunque conserva niveles adecuados.

5.2 Líneas futuras

Algunas de las líneas futuras a seguir podrían ser:

- Comprobar el funcionamiento de la estructura propuesta fabricando una superficie EBG similar y midiendo la banda prohibida experimental mediante una línea de transmisión. Si fuera necesario, ajustar el tamaño de la antena para que funcionara en el rango de la banda prohibida hallada.
- Medir la antena en radiación para poder comprobar si los niveles de radiación hacia atrás disminuyen respecto al parche aislado.
- Analizar con más detalle por qué los resultados obtenidos de la banda prohibida de la estructura periódica no son iguales. Para ello se podría utilizar otra versión del CST, variar el mallado...
- Utilizar la misma estructura EBG estudiada para reducir el acoplo mutuo de onda de superficie en un array.
- Modificar los elementos de la estructura EBG propuesta para conseguir reducir su tamaño.

- Dentro del área de las antenas textiles se podría realizar un estudio más en profundidad, donde se analizarían los substratos a utilizar, de qué forma integrar los elementos, comprobar cómo funcionaría la estructura frente a deformaciones que se puedan producir, ya que al ser textil iría integrada en la ropa y sufriría variaciones constantes al tener que adaptarse al cuerpo, ver la respuesta frente a condiciones ambientales extremas, etc.

Apéndice

Presupuesto

Para la realización de este proyecto, se ha empleado un total de

- **Estudio previo:** 8 semanas

Esta etapa consistió en la recopilación de toda la información necesaria para poder asumir el proyecto. Esta fase se realizó a modo de estudio tecnológico mediante la lectura de literatura acerca de antenas de parche, métodos para reducir la radiación trasera, estructuras periódicas y materiales textiles.

- **Elaboración de los diseños de las estructuras periódicas:** 4 semanas

Se realizaron los diferentes modelos de estructuras periódicas, tanto con vía en el borde como con pared metálica. Mediante simulaciones se caracterizaron hallando su banda prohibida por diferentes métodos.

- **Integración del parche y la EBG:** 16 semanas

Se diseñó el parche a la frecuencia de interés y se estudiaron sus características. Una vez diseñado se integró la EBG rodeándolo con una, dos y tres hileras. Se realizaron modelos tanto en sustrato textil como de fibra de vidrio y se analizó de qué forma la EBG modificaba el comportamiento del parche.

- **Prototipos:** 1 semana

Se simuló de nuevo el diseño en sustrato de fibra de vidrio debido a variaciones en la altura del sustrato. Se realizaron las medidas oportunas en el laboratorio de los prototipos para comprobar su funcionamiento.

- **Redacción de la memoria:** 6 semanas

Etapa de recopilación y resumen de conclusiones e información de relevancia obtenida durante el desarrollo de este proyecto.

Costes

A este proyecto también van asociados costes económicos. Toda la labor de estudio realizada, que comprende un periodo de aproximadamente 9 meses, se le encomienda a un ingeniero superior, sin necesidad de que esté especializado, por lo que podremos suponer un salario que oscilará en torno a 2000 €/mes.

Ingeniero (9 meses a 2000 €/mes)	18000
Estación de trabajo	1500
Simulador	6000
Equipos de medida	1500
Materiales	500
Prototipo	300
Total	27800 €

Referencias

- [1] Balanis, C.; “Antenna Theory. Analysis and design”; [Libro]; John Wiley & Sons, 1996
- [2] Zürcher, JF.; Gardiol, F.; “Broadband Patch Antennas”; [Libro]; Artech House, 1995
- [3] Hernández Aquino, R.; “Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WiFi, bandas 2.4 GHz y 5.8 GHz”; [Tesis de la Universidad de las Américas Puebla, Méjico]; [En línea] Disponible en:
http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/
- [4] “Antenas Microstrip”; [Apuntes Online de la Universidad Politécnica de Valencia]; [En línea] Disponible en:
http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Transparencias_reducidas/Tema_9.pdf
- [5] González Fernández, F.; “Diseño de antena impresa de banda ancha y polarización circular para sistemas WiMax a 3.5 GHz”; [PFC de la Universidad Autónoma de Madrid]; [En línea] Disponible en:
<http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/lecturas/20081030FernandoGonzalez.pdf>
- [6] “Textile Antenna promises futuristic communications”; [Artículo de la European Space Agency]; [En línea] Disponible en:
http://www.esa.int/esaCP/SEMQKBKIWZF_index_0.html

[7] Locher I.; “Textile Antenna”; [European Patent Application de la European Patent Office]; [En línea] Disponible en: <http://www.freepatentsonline.com/EP1630898.pdf>

[8] “Wearable Antenna”; [Artículo]; [En línea] Disponible en: <http://www.talk2myshirt.com/blog/archives/465>

[9] Vallozzi, L.; Van Torre, P.; Hertleer, C.; Rogier, H.; “Wireless Communication for Firefighters using dual-polarized Textile Antennas integrated in their garment”; *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.58, no.4, pp.1357-1368, April 2010 ; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5398858&isnumber=5443538>

[10] Hertleer, C.; Rogier, H.; Vallozzi, L.; Van Langenhove, L.; “A Textile Antenna for off-body communication integrated into protective clothing for Firefighters”; *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.4, pp.919-925, April 2009; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=04812194>

[11] Vallozzi, L.; Rogier, H.; Hertleer, C.; “Dual polarized Textile Patch Antenna for integration into protective garments”; *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.7, no., pp.440-443, 2008; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4523935&isnumber=4446029>

[12] Quirk, M.; “Inclusion of Fabric Properties in the Design of Electronic Textiles”; [Tesis de la Virginia Polytechnic Institute and State University]; [En línea] Disponible en: http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-12172009-233233/unrestricted/Quirk_MM_T_2009.pdf

[13] Sánchez Martín, JR; “Los tejidos inteligentes y el desarrollo tecnológico de la industria textil”; [Artículo Revista de Técnica Industrial Marzo-Abril 2007]; [En línea] Disponible en: <http://www.tecnicaindustrial.es/TIAdmin/Numeros/28/36/a36.pdf>

[14] Eisenberg, A.; “For the Smart Dresser, Electric Threads that cosset you”; [Artículo del Periódico The New York Times, Febrero 2003]; [En línea] Disponible en: <http://www.nytimes.com/2003/02/06/technology/circuits/06next.html?ex=1045571219&ei=1&en=f1218021100c8df>

[15] “Intelligent Textiles”; [Artículo de la Wayne State University]; [En línea] Disponible en: <http://ece.eng.wayne.edu/~yxu/doc/researches/Intelligent%20textiles.htm>

[16] “Conductive Textile”; [Artículo de Wikipedia]; [En línea] Disponible en: http://en.wikipedia.org/wiki/Conductive_textile

[17] Klemm, M.; Troester, G.; "Textile UWB Antennas for Wireless Body Area Networks"; *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.54, no.11, pp.3192-3197, Nov. 2006; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4012442&isnumber=4012409>

[18] "Nylon"; [Artículo de la Wikipedia]; [En línea] Disponible en: <http://en.wikipedia.org/wiki/Nylon>

[19] "Metallized Fabric"; [Características materiales textiles de Laird Technologies]; [En línea] Disponible en: <http://www.lairdtech.com/SubCategory.aspx?id=684>

[20] Sinnaeve, AF.; "Flectron: an easy solution to radiated EMC problems"; *EMC and Medicine, IEE Colloquium on*, vol., no., pp.11/1-11/7, 8 Apr 1993; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=241305&isnumber=6196>

[21] Polyurethane Foam Association; "Flexible Polyurethane Foam"; [Revista In Touch Publicación Volumen 5, Número 2]; [En línea] Disponible en: <http://www.pfa.org/intouch/pdf/ntouch52.pdf>

[22] "NOMEX fabric characteristics"; [Características materiales textiles de Coverallsale]; [En línea] Disponible en: <http://www.coverallsale.com/nomex-fabric-characteristics.htm>

[23] "Kapton: High temperatura polyimide films"; [Características materiales textiles de Krempel Group]; [En línea] Disponible en: <http://www.krempel-group.com/englisch/home/products/electrical-insulations/kapton.html>

[24] "Nora Dell. Technical data sheet"; [Características del material textil Nora]; [En línea] Disponible en: <http://www.shieldextrading.net>

[25] Yang, F.; Rahmat-Samii Y.; "Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering". [Libro]; Cambridge University Press, 2008

[26] Fernández González, JM.; "Aplicación de Estructuras Metamateriales en el diseño, análisis y prototipado de antenas planas"; [Tesis de la Universidad Politécnica de Madrid]; [En línea] Disponible en: http://oa.upm.es/1790/1/JOSE_MANUEL_FERNANDEZ_GONZALEZ.pdf

[27] Rajo-Iglesias, E.; Inclan-Sanchez, L.; Kildal, P.-S.; , "Comparison of bandwidths of mushroom-type electromagnetic bandgap surfaces and corrugated and strip-type soft surfaces when used as narrow ground planes," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol.2, no.3, pp.248-258, April 2008; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4480483&isnumber=4480477>

- [28] Declercq F.; Rogier. H; “Active Integrated Wearable Textile Antenna with Optimized Noise Characteristics”; *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.58, no.9, pp.3050-3054, Sept. 2010; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5484712&isnumber=5562443>
- [29] Bashir, S.; Chauraya, A.; Edwards R.; Vardaxoglou J.; “A Flexible Fabric Metasurface for On Body Communication Applications”; *Antennas & Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, vol., no., pp.725-728, 16-17 Nov. 2009; [En línea] Disponible en: <http://www.ieee.org/>
- [30] Salonen P.; Yang, F.; Rahmat-Samii, Y.; Kivikoski, M.; “WEBGA-Wearable Electromagnetic Band-Gap Antenna”; *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol.1, no., pp. 451- 454 Vol.1, 20-25 June 2004; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1329671&isnumber=29352>
- [31] Caloz C.; Itoh, T.; “Electromagnetic Metamaterials Transmission Line Theory and Microwave Applications”. [Libro]; Wiley, 2005
- [32] Balanis C.; “Advanced Engineering Electromagnetics”. [Libro]; Wiley and Sons, 1989
- [33] Clarricoats P.J.B.; Rahmat-Samii, Y.; Wait, J.R.; “Handbook of Microstrip Antennas”. [Libro] Peter Peregrinus, 1989
- [34] Garg R.; Bhartia, P.; Bahl, I.; “Microstrip Antenna Design Handbook”. [Libro]; Artech House, 2001
- [35] Rajo Iglesias, E.; de Inclán Sánchez, L; Vázquez Roy, J.L.; “Size reduction of mushroom-Type EBG Surfaces by using edge located vias”; *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.17, no.9, pp.670-672, Sept. 2007; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4295132&isnumber=4295109>
- [36] de Inclán Sánchez L.; “Contribución al diseño de Antenas de Parche Multicapa basadas en la integración de Elementos Periódicos Metálicos”; [Tesis Doctoral de la Universidad Carlos III de Madrid, 2008]
- [37] Sievenpiper, D.; Lijun Zhang; Broas, R.F.J.; Alexopolous, N.G.; Yablonovitch, E.; "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.47, no.11, pp.2059-2074, Nov 1999; [En línea] Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=798001&isnumber=17309>